

UNTERSUCHUNG
EINES DATENREDUZIERENDEN
MULTIPLEX-VERFAHRENS
FÜR DIE
DIGITALE BILDÜBERTRAGUNG

von
Ulrich Tietze

Erlangen 1975

1975 № 3 70

Untersuchung eines datenreduzierenden
Multiplex-Verfahrens für die digitale
Bildübertragung

Dem Fachbereich Ingenieurwissenschaften der
Universität Erlangen-Nürnberg

zur Erlangung des Grades

D O K T O R - I N G E N I E U R

vorgelegt von

Ulrich Tietze

Erlangen, 1975



Als Dissertation genehmigt von dem
Fachbereich Ingenieurwissenschaften
der Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 22. Juli 1975
Tag der Promotion: 21. Oktober 1975

Dekan: Prof. Dr. H. J. Schneider
Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. D. Seitzer
Prof. Dr.-Ing. W. Schüssler

Herrn Professor Dr.-Ing. D. Seitzer danke ich für die interessante Aufgabenstellung, für seine zahlreichen Anregungen und die Unterstützung bei der Durchführung der Arbeit.

Herrn Professor Dr.-Ing. W. Schüßler gebührt mein Dank für sein Interesse an der Abhandlung.

Untersuchung eines datenreduzierenden Multiplex-Verfahrens für die digitale Bildübertragung

1	Einleitung	1
2	Theoretische Grundlagen	3
	2.1 Das Nachrichtenübertragungssystem	3
	2.2 Die Nachrichtenebene	5
	2.3 Datenreduzierende Quellencodierung	6
3	Datenreduktion bei Fernsehsignalen	13
	3.1 Die Abtastung von Fernsehsignalen	13
	3.2 Redundanzreduktion von Fernsehsignalen	19
	3.3 Irrelevanzreduktion bei Fernsehsignalen	25
4	Das MPZ-Verfahren	30
	4.1 Die Grundidee des MPZ-Verfahrens	30
	4.2 Die Datenreduktion im MPZ-System	36
	4.3 Konzipierung eines MPZ-Systems in Echtzeit	42
5	Realisierung des MPZ-Systems	50
	5.1 Der DA-Wandler	52
	5.2 Der DPCM-Coder	61
	5.3 Die Kanalcodierung	77
	5.4 Die Bedarfsanmeldung	79
	5.5 Der Prioritätsdecodierer	81
	5.6 Die Prioritätszuteilung	84
	5.7 Der Zyklusgenerator	87
	5.8 Die Taktversorgung	92
	5.9 Der Empfänger	95
	5.10 Meßschaltungen	97
6	Ergebnisse	103
	6.1 Die subjektive Bildqualität	103
	6.2 Statistische Messungen	113
7	Ausblick	122
8	Zusammenfassung	128
9	Literaturverzeichnis	129

Verzeichnis der Abkürzungen

A	Zahl der Übertragungskanäle
D	Datenreduktionsfaktor
H	Entropie
I	Entscheidungsgehalt
K	Konzentrationsfaktor
N	Zahl der Quellen
p_B	Bedarfwahrscheinlichkeit
p_F	Fehlerwahrscheinlichkeit
p_V	Verlustwahrscheinlichkeit
p_Z	Zuteilungswahrscheinlichkeit
Q	Zahl der Quantisierungsstufen
q_i	Quantisierungsstufe
R	Redundanz
T_B	Dauer eines Fernsehbildes
T_P	Dauer eines Bildpunktes
T_Z	Dauer einer Zeile
U_1	Codewort, Nachrichtensymbol
W	Wortlänge
X	PCM-Wort
$\tilde{X}$	Kompandiertes PCM-Wort
ΔX	Differenz
$\tilde{\Delta X}$	Kompandierte Differenz

1. Einleitung

Seit mehreren Jahrzehnten steht die Sprachübertragung im Vordergrund der Nachrichtentechnik. In den letzten Jahren hat daneben auch die Übertragung von Bildinformationen eine immer größere Bedeutung erlangt. Neben dem schon klassisch zu nennenden Fernsehrundfunk sind neue Nachrichtenkanäle im Entstehen wie z. B. Kabelfernsehen, der Bildfernsprecher und die Bildübertragung zwischen Computern.

Die Natur von Bildern bringt es jedoch mit sich, daß bei ihrer Übertragung sehr große Datenmengen anfallen. Ein Bildfernsprecher benötigt z. B. eine Bandbreite von 1 MHz; das ist etwa das 300-fache eines Fernsprechkanaals mit 3 kHz Bandbreite. Wenn man bedenkt, wie hoch die Gebühren für eine Telefon-Fernleitung sind, sieht man sofort, daß die Kosten für ein Ferngespräch mit dem Bildfernsprecher sehr hoch sein müssen. Andererseits ist bekannt, daß das menschliche Gehirn nur eine sehr geringe Datenmenge in Echtzeit verarbeiten kann, die einer Bandbreite von unter 100 Hz entspricht. Es liegt daher auf der Hand, daß ein großer Teil der für die Bildübertragung benötigten Bandbreite zur Übertragung von redundanten oder für den Betrachter irrelevanten Informationen aufgewandt wird. Die zu übertragende Datenmenge läßt sich also stark reduzieren, wenn man vor der Übertragung eine Datenreduktion vornimmt, die die redundanten und irrelevanten Informationen eliminiert. Wegen des technischen Aufwandes kann man einer Nachricht die Redundanz und Irrelevanz in der Praxis nicht vollständig entziehen, sondern sie nur verkleinern. Dazu soll die vorliegende Arbeit einen Beitrag leisten.

Die Übertragung redundanzarmer Nachrichten erfordert verfälschungsarme Übertragungsmedien, da die Redundanz, die eine Fehlersicherung bewirkt, fehlt. Analoge Nachrichtenkanäle erfüllen diese Forderung bei weitem nicht so gut wie digitale,

die schon von Hause aus niedrige Fehlerraten besitzen und darüberhinaus durch fehlersichernde Codierung noch weiter verbessert werden können. Solche digitalen Übertragungskanäle stehen zur Zeit nur in sehr begrenztem Umfang zur Verfügung, aber es ist zu erwarten, daß sie sich im Rahmen des geplanten "Integrierten Fernmeldesystems" durchsetzen werden. In diesem Zusammenhang muß auch die Anwendung des vorliegenden Datenreduktionsverfahrens gesehen werden.

2. Theoretische Grundlagen

Es wird beschrieben, wie eine Nachricht und ein Nachrichtenübertragungssystem prinzipiell aufgebaut sind und welche Möglichkeiten allgemein zur Datenreduktion bestehen.

2.1 Das Nachrichtenübertragungssystem

Die Aufgabe eines Nachrichtenübertragungssystems besteht darin, Informationen von einer Nachrichtenquelle zu einer Nachrichtensenke zu übermitteln. Solche Systeme lassen sich nach Gallager [1] ohne wesentliche Einschränkung durch das allgemeine Modell in Abb. 2.1 beschreiben.

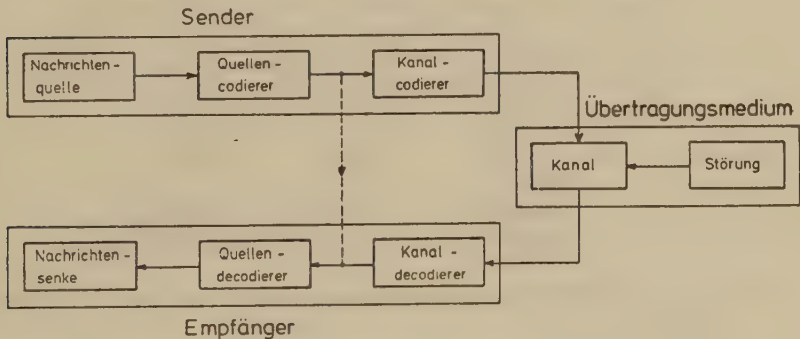


Abb. 2.1 Modell eines Nachrichtensystems

Das Ausgangssignal der Nachrichtenquelle liegt meist in analoger, also kontinuierlicher Form vor. Im folgenden sollen aber hauptsächlich digitale Nachrichtensysteme betrachtet werden. Zur digitalen Signalverarbeitung muß der Quellencodierer das Quellsignal zunächst in eine Folge amplituden- und zeitdiskreter Symbole umwandeln. Seine Aufgabe besteht dann darin, die zu übertragende Nachricht unter Ausnutzung der Quelleigenschaften mit einer möglichst geringen Zahl von Symbolen

eindeutig zu beschreiben. Der Kanalcodierer setzt diese Symbole in einen dem Kanal angepaßten Code um und sichert sie gegebenenfalls gegen Übertragungsfehler [2] [3]. Eine Fehlersicherung ist häufig notwendig, denn eine redundanzarme Nachricht, wie sie am Ausgang des Quellencodierers auftritt, ist meist sehr empfindlich gegen Übertragungsfehler.

Welche Datenraten an den verschiedenen Punkten eines Nachrichtensenders auftreten, ist in Abb. 2.2 schematisch dargestellt. Ein datenreduzierender Sender arbeitet dann effektiv, wenn mehr Daten durch Datenreduktion eliminiert werden als zur Datensicherung wieder zugesetzt werden müssen.

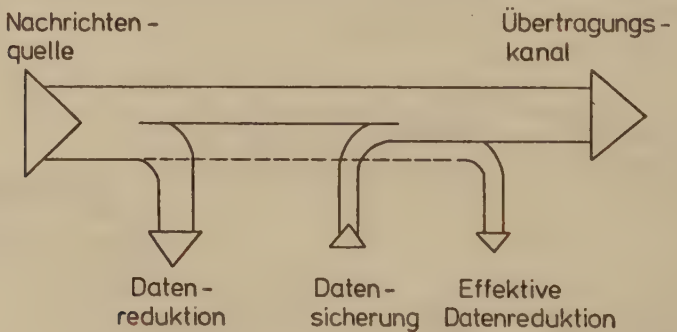


Abb. 2.2 Datenfluß im Sender

Der Kanal- und der Quellencodierer in Abb. 2.1 auf der Empfängerseite arbeiten nach einem zu den entsprechenden Schaltungen der Senderseite inversen Algorithmus. Sie rekonstruieren die gesendete Nachricht und geben sie in der gewünschten Form an die Nachrichtensenke ab.

Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit der Quellencodierung von Bildsignalen und setzt eine störungsfreie Übertragung voraus. Daher kann im folgenden der Übertragungskanal mit der zu-

gehörigen Codierung und Decodierung außer acht gelassen werden. Dann gelangt man zu einem einfacheren Nachrichtenübertragungsmodell, bei dem eine direkte Verbindung vom Quellencodierer zum Quellendecodierer führt; sie ist in Abb. 2.1 gestrichelt eingezeichnet.

2.2 Die Nachrichtenebene

Im allgemeinen liefert eine Nachrichtenquelle neben der für den Empfänger interessanten Information auch Nachrichten, die er schon kennt oder die ihn nicht interessieren. Nach Shouten [4] kann eine beliebige Nachricht wie in Abb. 2.3 in vier Teile zerlegt werden.

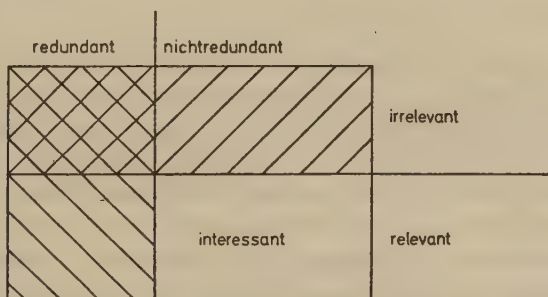


Abb. 2.3 Die Nachrichtenebene

Eine vertikale Gerade teilt die Nachrichtenebene in einen redundanten und einen nicht redundanten Teil. Als Redundanz bezeichnet man den Teil einer Nachricht, der dem Empfänger schon bekannt ist oder den er aus der Vergangenheit vorhersagen kann.

Eine zweite, horizontal verlaufende Gerade teilt die Nachrichtenebene in einen relevanten und einen irrelevanten Teil. Irrelevant sind für den Empfänger die Nachrichten, die ihn nicht interessieren oder die er nicht wahrnehmen kann.

2.3 Datenreduzierende Quellencodierung

Die Datenreduktion teilt sich in zwei Gebiete:

- 1.) Die Redundanzreduktion entzieht einer Nachricht die Informationen, die dem Empfänger schon bekannt sind oder die er aus der Vergangenheit vorhersagen kann. Wird die Redundanz einer Nachricht vor der Übertragung bei der Quellencodierung eliminiert, läßt sie sich im Empfänger vollständig und fehlerfrei rekonstruieren. Dabei sind gänzlich verschiedene Verfahren notwendig, je nachdem welche Eigenschaften die Nachrichtenquelle besitzt. Es gibt eine Vielzahl bekannter Verfahren [5], von denen hier nur die näher beschrieben werden sollen, die im Zusammenhang mit der vorliegenden Arbeit stehen.
- 2.) Die Irrelevanzreduktion entzieht einer Nachricht einen möglichst großen Teil der Informationen, die den Empfänger nicht interessieren oder die er nicht wahrnehmen kann. Dieser Fall ergibt sich insbesondere immer dann, wenn eine Nachricht mit unnötig großer Genauigkeit übertragen wird. Im Gegensatz zur Redundanzreduktion stellt die Irrelevanzreduktion einen irreversiblen Prozeß dar, der mit einer Informationsreduktion verbunden ist. Das Maß der zulässigen Irrelevanzreduktion bestimmt der Empfänger, indem er bestimmte Forderungen an die Wiedergabegüte der Nachricht stellt.

2.3.1 Redundanzreduktion gedächtnisloser Quellen

Die Nachrichtenquelle möge eine Folge zeitdiskreter Nachrichtensymbole U_i liefern, wobei jedes Nachrichtensymbol ein Element eines vorgegebenen Symbolalphabetes ist:

$$U_i \in (q_1, \dots, q_Q)$$

Der Entscheidungsgehalt I eines Nachrichtensymbols ergibt sich aus der Zahl Q der verschiedenen Symbole des Symbolalphabetes:

$$I = \lg Q$$

Wie groß der mittlere Informationsgehalt - also die Entropie - eines Nachrichtensymbols ist, ergibt sich aus der Wahrscheinlichkeit, mit der die verschiedenen Symbole a auftreten:

$$H = - \sum_{i=1}^Q p(U_i) \lg p(U_i)$$

Treten alle Symbole mit gleicher Wahrscheinlichkeit auf:

$$p(U_i) = \frac{1}{Q} = \text{const}$$

so ist

$$H = - \sum_{i=1}^Q \frac{1}{Q} \lg \frac{1}{Q} = - \lg \frac{1}{Q} = \lg Q = I,$$

also die Entropie gleich dem Entscheidungsgehalt. Im allgemeinen Fall treten die Symbole U_i mit unterschiedlicher Wahrscheinlichkeit auf. Dann ist nach [6]

$$H < I.$$

Die Differenz

$$R = I - H \geq 0$$

wird als die Redundanz einer Nachricht bezeichnet.

Zur Redundanzreduktion derartiger Nachrichtensymbole gibt es Verfahren, die von Huffman, Shannon und Fano unter dem Namen Optimalcodierung angegeben wurden. Sie beruhen im Prinzip alle darauf, häufig auftretende Nachrichtensymbole durch ein kurzes Codewort (mit wenigen Stellen) darzustellen und dafür aber selten auftretende Symbole mit längeren Codeworten darzustellen. Die sich ergebende mittlere Länge $\bar{L}$ eines Codewor-

tes beträgt dann nach [7]:

$$H \leq \bar{L} \leq H + 1$$

Durch Anwendung einer Optimalcodierung liegt die verbleibende Redundanz also

$$R = \bar{L} - H$$

zwischen 0 und 1 bit.

Eine unerwünschte Begleiterscheinung der Optimalcodierung ist die schwankende Wortlänge. Um einen Nachrichtenübertragungskanal optimal ausnutzen zu können, ist eine konstante Datenrate notwendig. Daher benötigt man im Zusammenhang mit der Optimalcodierung immer einen Pufferspeicher, der die zwischen $L_{\min}$ und $L_{\max}$ schwankende Wortlänge am Eingang auf einen konstanten Wert $\bar{L}$ am Ausgang mittelt. Um ein Überlaufen des Pufferspeichers sicher zu verhindern, ist dazu in der Regel ein unendlich großer Speicher erforderlich. Bei praktisch realisierbaren Pufferspeichern muß daher eine Wortlänge L_p am Ausgang gewählt werden, die etwas größer als $\bar{L}$ ist. Die verbleibende Redundanz erhöht sich damit auf

$$R = L_p - H > \bar{L} - H.$$

2.3.2 Redundanzreduktion gedächtnisbehafteter Quellen

Bei einer gedächtnisbehafteten Nachrichtenquelle ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Nachrichtensymbols U_i abhängig von den vorangegangenen Symbolen $U_{i-1}, U_{i-2} \dots$. In der Regel erstreckt sich die statistische Abhängigkeit nicht auf alle vorangegangenen Quellsymbole, sondern nur auf die letzten n . In diesem Fall bezeichnet man die Nachrichtenquelle als Markoff-Quelle n -ter Ordnung.

Nach [7] berechnet sich die Entropie einer gedächtnisbehafteten Quelle folgendermaßen:

$$H(U_i | U_{i-1}, \dots, U_{i-n}) = - \sum_{U_{i-n}} \dots - \sum_{U_i} p(U_{i-n}, \dots, U_{i-1}, U_i) \lg p(U_i | U_{i-1} \dots U_{i-n})$$

Darin ist $p(U_{i-n}, \dots, U_{i-1}, U_i)$ die Verbundwahrscheinlichkeit und $p(U_i | U_{i-1} \dots U_{i-n})$ die bedingte Wahrscheinlichkeit des Prozesses. Berechnet man die Entropie einer gedächtnisbehafteten Quelle unter Berücksichtigung der statistischen Bindungen, ergibt sich nach [8] für die Entropie immer ein kleinerer Wert als wenn man die statistischen Bindungen außer acht läßt. Es gilt

$$H_{\text{Gedächtnis}} \leq H_{\text{Gedächtnislos}} ;$$

dabei gilt das Gleichheitszeichen für den Grenzfall einer gedächtnislosen Quelle.

Der erste Schritt bei der Redundanzreduktion gedächtnisbehafter Quellen muß daher in der Auflösung der statistischen Bindungen, also einer Dekorrelation bestehen. Wie ein Dekorrelator realisiert werden kann, soll an dem Transversalfilter in Abb. 2.4 erklärt werden. Das zu dekorrelierende Signal gelangt

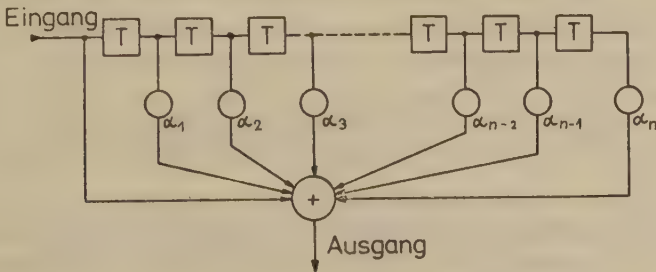


Abb. 2.4 Transversalfilter zur Dekorrelation

in eine Verzögerungskette, deren Verzögerungselemente T eine Verzögerung um ein Abtastintervall bewirken. Die Ausgänge der Verzögerungselemente werden mit geeigneten Koeffizienten $\alpha_1 \dots \alpha_n$ multipliziert und aufsummiert. Um eine vollständige

Dekorrelation zu erreichen, müssen die Koeffizienten a_i betragsmäßig gleich den entsprechenden Autokorrelationskoeffizienten des Eingangssignals gewählt werden [9]. Erstreckt sich die statistische Bindung auf die n letzten Punkte, muß die Speicherkette demnach n Elemente lang sein.

In jedem Nachrichtensymbol am Eingang des Dekorrelators erscheint am Ausgang das zugehörige dekorrelierte Symbol. Die Nachrichtensymbole am Eingang und Ausgang besitzen in der Regel gleich viele Stellen, also denselben Entscheidungsgehalt. Da bei der Dekorrelation kein Informationsverlust auftritt, ist die Entropie am Eingang und Ausgang gleich groß. Der Dekorrelator hebt also zwar die zeitlichen statistischen Bindungen eines Signals auf, bewirkt selbst aber keine Redundanzreduktion. Die Nachrichtensymbole am Ausgang des Dekorrelators sind jedoch nicht gleich wahrscheinlich, sondern besitzen eine ganz ausgeprägt hohe Wahrscheinlichkeit bei niedrigen Werten. Dies ist in Abb. 2.5 schematisch dargestellt. Der

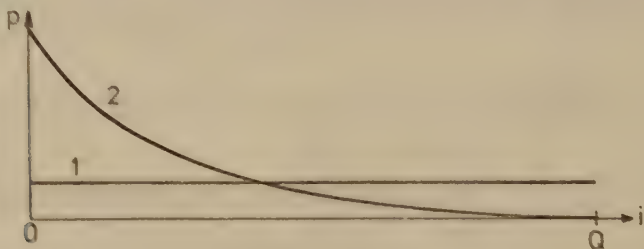


Abb. 2.5 Amplitudenstatistik am Eingang (Kurve 1) und Ausgang (Kurve 2) eines Dekorrelators, schematische Darstellung

Ausgang des Dekorrelators stellt also eine gedächtnislose Quelle dar, deren Redundanz in der unterschiedlichen Wahrscheinlichkeit für die verschiedenen Nachrichtensymbole liegt. Die Aufgabe einer nachfolgenden Anordnung ist es nun, in einem zweiten Schritt die Redundanz dieser gedächtnislosen Quelle - wie schon in Abschnitt 2.3.1 beschrieben - zu reduzieren.

2.3.3 Irrelevanzreduktion

Während die Redundanzreduktion ein reversibler Vorgang ist, der am Informationsgehalt einer Nachricht nichts verändert, stellt die Irrelevanzreduktion eine Informationsreduktion dar, die irreversibel ist und zu nicht korrigierbaren Fehlern im Empfänger führt. Solche Fehler sind aber annehmbar, solange sie der Empfänger nicht bemerkt oder solange sie die Übertragungsqualität nicht über ein bestimmtes Maß hinaus beeinträchtigen. (Die quantitative Formulierung führt auf die Rate-Distortion-Theorie [10]).

Das Bestreben der Irrelevanzreduktion ist es, den für den Empfänger "interessanten" Teil der Nachricht - siehe auch die Nachrichtenebene Abb. 2.3 - so zu codieren, daß der Entscheidungsgehalt möglichst klein wird. Der Entscheidungsgehalt I hängt aber nur von der Größe des Symbolalphabets $q_1 \dots q_Q$ ab, mit der die Nachrichtensymbole U_i dargestellt werden können:

$$I = \lg Q$$

Die Aufgabe der Irrelevanzreduktion besteht also darin, den "interessanten" Teil der Information mit einem möglichst kleinen Symbolalphabet darzustellen. Die mindestens erforderliche Anzahl von verschiedenen Nachrichtensymbolen Q wird dabei sowohl von den Eigenschaften der Nachrichtenquelle als auch von denen des Empfängers bestimmt.

- 1.) Wenn der Empfänger nur eine begrenzte Anzahl Z verschiedener Nachrichtensymbole unterscheiden kann, verbessert sich die Übertragungsqualität nicht, wenn Q größer als Z wird.
- 2.) Jede Signalquelle besitzt einen endlichen Signal-Rauschabstand. Ein Empfänger kann eine Information in der Regel nur dann vom Rauschen unterscheiden, wenn sie mindestens dieselbe Amplitude besitzt. Daher ist es unnötig, mehr Nachrichtensymbole zu verwenden als es dem Signal-Rauschabstand entspricht. Welcher der beiden Faktoren der

dominierende ist, hängt stark von den Eigenschaften der Nachrichtenquelle und des Empfängers ab.

Wählt man die Zahl der Nachrichtensymbole größer als es bei dem gegebenen Signal-Rauschabstand der Signalquelle sinnvoll wäre, ergibt sich nicht nur ein unnötig großes Symbolalphabet, sondern auch für die Datenreduktion ein schwerwiegender Nachteil: In diesem Fall werden allein durch das Rauschen mehrere Nachrichtensymbole angesprochen. Die dadurch entstehende Nachricht ist in der Regel redundanzfrei. Daher läßt sich das einmal codierte Rauschen mit Mitteln der Redundanzreduktion nicht eliminieren, sondern erhöht die Entropie der Nachricht.

- 3.) Es gibt viele Fälle, in denen die Unterscheidungsfähigkeit des Empfängers für zwei Nachrichtensymbole von ihrer absoluten Größe oder ihrer Differenz abhängt. Dann ist es günstig, die Dichte der Nachrichtensymbole der Unterscheidungsfähigkeit anzupassen und nicht über den ganzen Bereich konstant zu halten. Diese nichtlineare Zuordnung wird als Kompandierung bezeichnet. Bei guter Anpassung der Kompandierungskennlinie an die Eigenschaften der Nachrichtenquelle und des Empfängers läßt sich häufig die Zahl der benötigten Nachrichtensymbole deutlich reduzieren.

3. Datenreduktion bei Fernsehsignalen

Ausgehend von der Digitalisierung werden die Möglichkeiten zur Redundanz- und Irrelevanzreduktion bei Fernsehsignalen beschrieben. Die angegebenen Zahlenbeispiele beziehen sich auf das Breitbandfernsehen; sie können aber ohne weiteres auf andere Normen übertragen werden.

3.1 Die Abtastung

Gebräuchliche Fernsehbildquellen liefern primär ein kontinuierliches Ausgangssignal, das den Intensitätsverlauf des Bildes längs des Abtastweges repräsentiert. Abb. 3. 1 zeigt schematisch den Verlauf des Abtastweges bei einem Bild. Ein

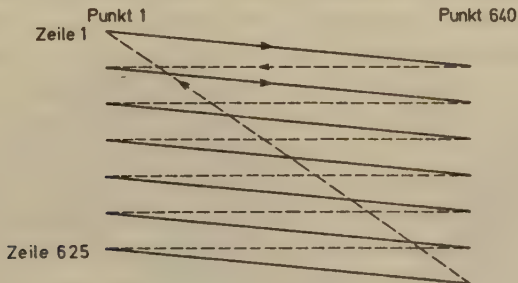


Abb. 3.1 Schematischer Verlauf der Abtastung eines Bildes in der Fernsehtechnik (ohne Zeilensprungverfahren). Der Rücklauf ist gestrichelt eingezeichnet.

Fernsehbild, wie es beim Unterhaltungsfernsehen genormt ist, enthält 625 Zeilen und 640 Punkte je Zeile. Davon geht ein Teil für den Zeilen- und Bildrücklauf verloren, so daß nur 575 Zeilen und 520 Punkte sichtbar sind. Je Sekunde werden 25 Bilder übertragen, wobei jedes Bild in zwei Halbbilder aufgeteilt ist. Dies ist jedoch für die folgenden Betracht-

tungen nicht von Bedeutung und soll daher der Übersichtlichkeit halber außer acht gelassen werden. Die höchste Frequenzkomponente des Bildsignals von 5 MHz tritt dann auf, wenn in dem sichtbaren Teil einer Zeile 520 Intensitätswechsel vorhanden sind. Das ist z. B. dann der Fall, wenn in einer Zeile 260 helle und 260 dunkle Punkte im Wechsel folgen.

Zur digitalen Signalverarbeitung - wie sie im folgenden ausschließlich behandelt werden soll - ist zunächst eine Digitalisierung des Bildsignals notwendig. Um sicherzustellen, daß dabei keine Überlappung zwischen dem Basisband und dem Abtastspektrum auftritt, muß nach dem Abtasttheorem eine Abtastfrequenz gewählt werden, die mindestens doppelt so groß ist wie die höchste Komponente des Analogsignalspektrums. Sie muß also mindestens 10 MHz betragen. Bei dieser Abtastfrequenz wird dem Bildsignal gerade ein Abtastwert je Bildpunkt entnommen. Eine niedrigere Abtastfrequenz würde zu einer geringeren Punktzahl je Zeile führen, also zu einer Verschlechterung der horizontalen Auflösung. Nun könnte der Gedanke naheliegen, die Abtastfrequenz nennenswert größer als 10 MHz zu wählen, um auf der sicheren Seite zu liegen. Eine solche Maßnahme ist jedoch im Zusammenhang mit Datenreduktion sehr ungünstig, weil dadurch zusätzlich eine große Anzahl redundanter und irrelevanter Daten auftreten, deren Reduktion zusätzlichen Aufwand erforderlich macht. In Abb. 3.2.1 ist der Einfluß der Abtastfrequenz auf die Bildqualität dargestellt. Man erkennt, daß eine Erhöhung der Abtastfrequenz von 10 MHz auf 20 MHz keine sichtbare Verbesserung der Bildqualität mit sich bringt, während bei 5 MHz Abtastfrequenz schon Stufen an diagonal verlaufenden Konturen entstehen und bei 2,5 MHz im ganzen Bild die unzureichende Horizontalauflösung sichtbar wird.

Neben der Wahl der Abtastfrequenz ist die Wahl des Symbolalphabetes von besonderer Bedeutung. Wie im Kapitel 2.3.3 über die Irrelevanzreduktion beschrieben, wird die benötig-



Abtastfrequenz 2,5 MHz



Abtastfrequenz 5 MHz



Abtastfrequenz 10 MHz



Abtastfrequenz 20 MHz

Abb. 3.2 Einfluß der Abtastfrequenz auf die Bildqualität
(Intensitätsauflösung: $Q = 32$ entsprechend 5 bit)

te Anzahl von verschiedenen Nachrichtensymbolen vom Signal-Rauschabstand der Signalquelle und von der Unterscheidungs-fähigkeit des Betrachters bestimmt. Die Ansichten darüber, wie viele Helligkeitsstufen der Mensch unterscheiden kann, gehen weit auseinander. Sie reichen von $Q = 32$ bis 256 Stufen. Da die Empfindlichkeit des Auges für Intensitätsunterschiede in hellen und dunklen Stellen eines Bildes etwa gleich ist, ist eine lineare Quantisierungskennlinie angebracht.

Genauso unterschiedlich wie die Qualität der Betrachter ist auch die Qualität der Fernsehkameras bezüglich ihres Signal-Rauschabstandes. Er kann zwischen 30 dB und 50 dB liegen. Die angemessene Zahl von Quantisierungsstufen liegt danach zwischen $Q = 30$ und 300.



8 Graustufen (3 bit)



32 Graustufen (5 bit)



128 Graustufen (7 bit)

Abb. 3.3 Einfluß der Intensitätsauflösung auf die Bildqualität (Abtastfrequenz 10 MHz)

Um einen Eindruck von der Abhängigkeit der Bildqualität von der Zahl der Quantisierungsstufen zu geben, ist in Abb. 3.3 ein Bild mit 8, 32 und 128 Stufen entsprechend 3, 5, und 7 bit dargestellt. Man erkennt das Auftreten deutlicher Konturen bei einer Quantisierung mit nur 3 bit, aber praktisch keine Qualitätsverbesserung beim Übergang von 5 auf 7 bit.

3.2 Redundanzreduktion von Fernsehsignalen

Ob die Nachrichtensymbole, die nach der Quantisierung entstehen, Redundanz enthalten oder nicht, hängt - wenn man einmal eine gedächtnislose Nachrichtenquelle zugrunde legt - nur von der Wahrscheinlichkeit ihres Auftretens $p(q_i)$ ab. Wie die Funktion $p(q_i)$ verläuft, wurde an vier Bildern gemessen, die in Abb. 3.4 dargestellt sind. Das Ergebnis ist



Bild 1



Bild 2



Bild 3



Bild 4

Abb. 3.4 Vier Bilder zur Untersuchung des MPZ-Verfahrens

in Abb. 3.5 eingetragen. Aus dem in Abb. 3.5 eingezeichneten Mittelwert der Wahrscheinlichkeitsverteilung geht hervor, daß alle Nachrichtensymbole in guter Näherung gleich wahrscheinlich sind. Nach Kapitel 2.3.2 bedeutet das aber, daß die Entropie H praktisch gleich dem Entscheidungsgehalt I ist und die Redundanz $R = I - H$ sehr klein ist. Dies bestätigt auch die Abb. 3.6, in der neben der Entropie auch die Redundanz für die vier Bilder angegeben ist.

Man erkennt, daß Bildquellen praktisch keine Redundanz besitzen, wenn man sie als gedächtnislos annimmt. Damit ist natürlich nicht ausgeschlossen, daß eine Redundanz in der statistischen Bindung vorausgegangener Abtastwerte liegt.

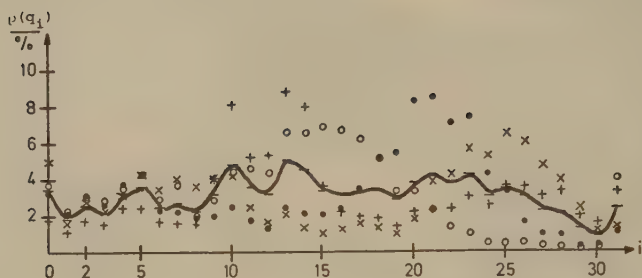


Abb. 3.5 Verlauf der Wahrscheinlichkeit für das Auftreten der einzelnen Nachrichtensymbole.
 x Bild 1, o Bild 2, • Bild 3, + Bild 4, - Mittelwert der vier Bilder (Abtastfrequenz: 10 MHz, Intensitätsauflösung: $Q = 32$ Stufen)

Bild Nr.	Entscheidungsgehalt (bit)	Entropie (bit)	Redundanz (bit)
1	5,00	4,78	0,22
2	5,00	4,59	0,41
3	5,00	4,65	0,35
4	5,00	4,71	0,29
Mittelwert	5,00	4,68	0,31

Abb. 3.6 Statistische Parameter der vier Bilder in Abb. 3.4
 (Abtastfrequenz 10 MHz, Intensitätsauflösung:
 $Q = 32$ Stufen)

Um einen Überblick über vorhandene statistische Bindungen zu erhalten, wurde die Autokorrelationsfunktion von Bildquellen untersucht [9]. Der qualitative Verlauf ist in Abb. 3.7 dargestellt. Man erkennt, daß für gewisse Punkte eine relativ starke Korrelation entsteht. Um den Verlauf der Kurve zu verstehen, muß man die übliche Technik der Fernsehbildübertragung betrachten, die in Abb. 3.1 schematisch dargestellt ist. Wenn im Punkt A eine bestimmte Intensität

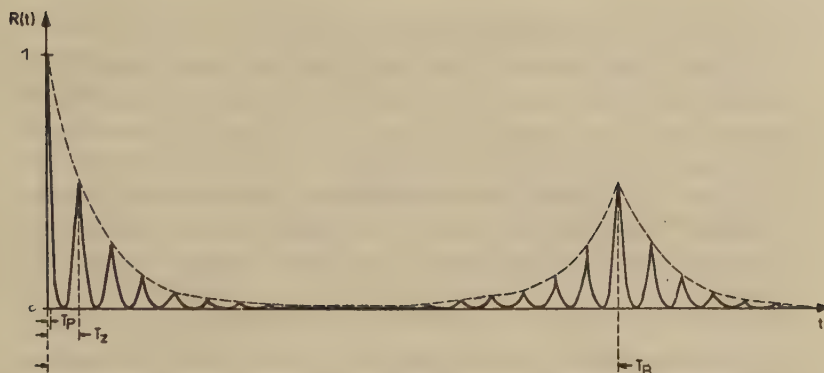


Abb. 3.7 Schematische Darstellung der Autokorrelationsfunktion. T_P : Zeitdauer eines Bildpunktes, T_Z : Dauer einer Zeile, T_B : Dauer eines Bildes

herrscht, ist die Wahrscheinlichkeit groß, daß sie in der Nachbarschaft ähnliche Werte besitzt. So erklären sich die hohen Korrelationskoeffizienten für die benachbarten Punkte derselben Zeile, und für die darüber- und darunterliegenden Punkte der benachbarten Zeilen, die eine Zeilendauer früher oder später abgetastet werden. Ebenso besitzt der Punkt A und seine Umgebung des vorhergehenden Bildes eine ähnliche Intensität; dies führt zu einem erneuten Ansteigen der Autokorrelationsfunktion mit der Verzögerung von einer Bilddauer. Denkt man sich aufeinanderfolgende Bilder jeweils im Abstand eines Bildpunktes übereinandergelegt, so fällt der Autokorrelationskoeffizient eines Bildpunktes nach allen Richtungen des Raumes mit zunehmendem Abstand exponentiell ab und besitzt auf konzentrischen Kugelschalen um A gleiche Werte [9].

Ein Fernsehsignal stellt demnach eine Markoff-Quelle hoher Ordnung dar. Zur Aufhebung der statistischen Bindungen kann man wie in Kapitel 2.3.2 beschrieben ein Transversalfilter einsetzen. Betrachtet man die Autokorrelationsfunktion in Abb. 3.7, so erkennt man, daß viele Koeffizienten so klein

sind, daß man sie ohne nennenswerten Fehler gleich Null setzen kann. Andererseits sieht man, daß auch nach einer Verzögerung von einem ganzen Bild noch eine Reihe von Korrelationskoeffizienten so groß sind, daß man sie nicht vernachlässigen kann, wenn man eine vollständige Dekorrelation fordert. Die Speicherung von nur einem einzigen Fernsehbild ist jedoch so aufwendig, daß man in der Praxis häufig auf einen Teil der Dekorrelation verzichtet, um die Speicherkette kurz zu halten.

Je nachdem wieviele vorangegangene Punkte oder Zeilen eines Bildes zur Vorhersage der zu erwartenden Intensität herangezogen werden, unterscheidet man verschiedene Verfahren:

Verfahren	Dimensionen	minimale Speichergröße
Interframe Codierung	3	1 Bild
Intraframe Codierung	2	1 Zeile
Intraframe Codierung	1	1 Punkt

Bei der eindimensionalen Intraframe-Codierung verwendet man zur Vorhersage der Intensität eines Bildpunktes nur Punkte derselben Zeile. In dem Sonderfall, daß nur ein einziger Punkt, nämlich der unmittelbar vorangegangene, in die Vorhersage eingeht, ergibt sich das klassische DPCM-Verfahren. Werden auch Punkte der darüberliegenden Zeilen mit zur Vorhersage herangezogen, erhält man die zweidimensionale Intraframe-Technik. Geht darüber hinaus auch noch die Intensität des entsprechenden Punktes vom vorhergehenden Bild mit in die Vorhersage ein, bezeichnet man das Verfahren als 3-dimensionale Prädiktion oder Dekorrelation oder auch Interframe Codierung. Dabei ist die dritte Dimension die Zeit, und ihr Maßstab ist die Bildwechselfrequenz. Der Aufwand für die Speicherung von nur einem Fernsehbild ist jedoch immens. Wenn das sichtbare Bild wie beschrieben 575 Zeilen mit je 520 Punkten besitzt, muß ein Bildspeicher eine Kapazität von etwa 300.000 Worten zu je 5 bis 8 bit besitzen. Aus Kostengründen ist der Einsatz solcher Speicher zur Datenre-

duktion in der Praxis heute noch nicht diskutabel. In der vorliegenden Arbeit wurde daher lediglich ein DPCM-Codierer zur Datenreduktion eingesetzt.

Wie in Kapitel 2.3.2 beschrieben, stellt der Ausgang eines Dekorrelators zwar eine gedächtnislose Quelle dar, besitzt aber noch dieselbe Redundanz wie am Eingang. Zur Redundanzreduktion kann man aber jetzt eine Optimalcodierung (Kapitel 2.3.1) anwenden. Allerdings stellt der damit notwendige Pufferspeicher einen nicht unbeträchtlichen Aufwand dar. Es gibt jedoch noch eine andere Möglichkeit, zumindest einen Teil der Redundanz abzubauen. Sie besteht in einer Irrelevanzreduktion, angewandt auf das dekorrelierte Signal.

3.3 Irrelevanzreduktion bei Fernsehsignalen

Das Ausgangssignal eines Dekorrelators ist im wesentlichen gleich der Differenz zwischen der aus der Vergangenheit zu erwartenden Intensität und der tatsächlich eingetretenen Intensität. Es stellt also die Helligkeitsdifferenz zu seiner Umgebung dar. Der Betrachter eines Bildes kann aber große Intensitätsdifferenzen nur mit einer sehr viel geringeren Auflösung unterscheiden als kleine. Diese Tatsache ermöglicht eine Kompondierung (siehe Kapitel 2.3.3) am Ausgang des Dekorrelators. Sie besteht darin, mehreren Differenzen ähnlicher Größe nur ein einziges Nachrichtensymbol für die Übertragung zuzuordnen. Abb. 3.8 zeigt ein Beispiel für die Wahrscheinlichkeitsverteilung am Ausgang eines DPCM Codierers. Typisch ist, daß große Werte wesentlich weniger wahrscheinlich sind als kleine. Zur Kompondierung werden nun in diesem Beispiel die Differenzen 2, 3, 4 zu einem Nachrichtensymbol zusammengefaßt, das eine 3 repräsentiert, die Differenzen 5 - 10 zu einer 7 und 11 - 31 zu einer 15. Dadurch erhöht sich die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten der Nachrichtensymbole 3, 7 und 15; sie wird etwa gleich der Summe der Differenz-Wahrscheinlichkeiten, die sie reprä-

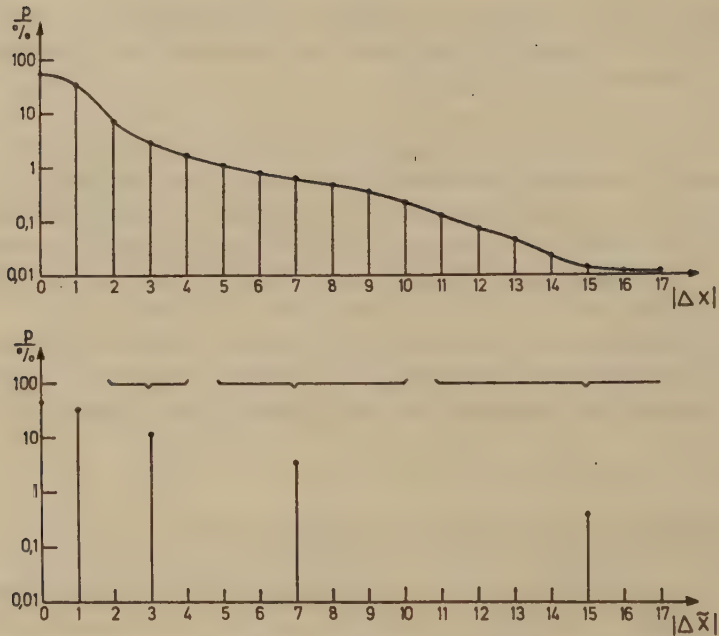


Abb. 3.8 Wahrscheinlichkeitsverteilung vor der Kompandierung oben, nach der Kompandierung unten.
(Bild 1 in Abb. 3.4, Abtastfrequenz: 10 MHz)

sentieren. Die Wahrscheinlichkeiten für das Auftreten der Nachrichtensymbole nach der Kompandierung ist daher viel ausgeglichener als zuvor. Damit verbunden ist eine deutliche Abnahme der Redundanz bei nur geringfügiger Abnahme der Entropie, also geringem Informationsverlust. Dies erkennt man deutlich an dem Beispiel in Abb. 3.9. Welchen Einfluß die Kompandierung auf die subjektive Bildqualität hat, zeigt Abb. 3.10. Man erkennt im Foto praktisch keine Verschlechterung der Bildqualität; in Echtzeit bemerkt man ein geringfügiges Ansteigen des Kantenrauschens.

Größe		vor Kompondierung	nach Kompondierung
Entscheidungsgehalt	$I = \lg Q$	6,00 bit	3,00 bit
Entropie	$H = -\sum p \lg p$	2,31 bit	2,11 bit
Redundanz	$R = I - H$	3,69 bit	0,89 bit

Abb. 3.9 Statistische Daten vor und nach der Kompondierung
(Bild 1 in Abb. 3.4, 10 MHz Abtastfrequenz, DPCM-
Technik)



Abb. 3.10 Einfluß der Kompondierung auf die Bildqualität.
Linke Seite: PCM-Technik, rechte Seite: DPCM-
Technik mit Kompondierung

Die Kompondierung stellt also eine Möglichkeit zur Redundanz-
reduktion des dekorrelierten Fernsehsignals dar, die im Ge-
gensatz zur Optimalcodierung keinen Speicher (zur Glättung
des Datenflusses) benötigt. Eine Kompondierung besitzt aber
eine Reihe von Unvollkommenheiten:

- 1.) Ein Teil der Redundanz bleibt auch nach der Kompandierung bestehen. Das erkennt man an der Wahrscheinlichkeitsverteilung des kompandierten Signals in Abb. 3.8, die bei weitem nicht gleichverteilt ist. Wollte man eine Gleichverteilung unabhängig vom Empfänger erzwingen, müßte man alle Differenzen von 1 bis 31 einem einzigen Nachrichtensymbol zuordnen, da ja die 0 schon mit einer Wahrscheinlichkeit von über 50 % auftritt.
- 2.) Die Differenzstatistik eines DPCM-Signals hängt vom Bildinhalt ab und schwankt daher zeitlich. Deshalb ist es unmöglich, die Kompandierungskennlinie immer optimal anzupassen. Eine Verbesserung läßt sich nach Musmann [11] dadurch erreichen, daß man verschiedene Kompandierungskennlinien vorsieht, von denen jeweils die günstigste ausgewählt wird.
- 3.) Die Kompandierung eines Übertragungswertes bewirkt an dem entsprechenden Bildpunkt einen Fehler, den der Betrachter bei entsprechender Kompandierungskennlinie nicht wahrnimmt. Nach der Rekonstruktion des dekorrelierten Signals im Empfänger erstreckt sich jedoch der Fehler über viele Punkte. Solche Fehler sind so störend, daß sie zu einer indiskutabel schlechten Übertragungsqualität führen. Daher muß im Zusammenhang mit der Kompandierung eines dekorrelierten Signales immer sichergestellt werden, daß ein entstandener Fehler in den darauffolgenden Bildpunkten abgebaut wird. Tritt z. B. am Eingang der Kompandierung die Zahlenfolge 0, 0, 4, 0, 0 auf, darf am Ausgang nicht die Zahlenfolge 0, 0, 3, 0, 0 auftreten, wie es sich aus der Kennlinie ergeben würde, sondern es muß eine korrigierte Folge erzeugt werden: 0, 0, 3, 1, 0. Eine derartige korrigierte Kompandierung läßt sich durch Fehlerrückkopplung erreichen. (Näheres dazu in Kapitel 5.2.) Die Fehlerrückkopplung erhöht aber nicht nur den technischen Aufwand, sondern bewirkt durch die auftretenden Korrekturwerte eine Zunahme der Wahrscheinlichkeit für kleine Differenzen.

Zusammenfassend läßt sich folgendes feststellen: Der Informationsgehalt eines Bildes ist in der Regel nicht gleichmäßig über die ganze Fläche verteilt, sondern auf bestimmte (detailreiche) Gebiete konzentriert. Daher schwankt der Informationsgehalt des Bildsignals bei der Abtastung des Bildes. Wenn ein Datenreduktionsverfahren alle redundanten Daten eliminiert, muß zwangsläufig ein unregelmäßiger Datenfluß entstehen. Er läßt sich zwar durch Irrelevanzreduktion etwas glätten, indem man an detailreichen Stellen durch Kommandierung die Ortsauflösung gegen die Intensitätsauflösung austauscht, aber ein konstanter Informationsfluß wird dadurch nicht erreicht.

Es gibt im wesentlichen zwei schon länger bekannte Methoden zur Abhilfe: Die eine besteht, wie erwähnt, in der Verwendung eines Pufferspeichers zur Glättung des Datenflusses. Ein Pufferspeicher ist aber allein wegen der erforderlichen Speicherkapazität sehr aufwendig. Dazu kommen immer noch zusätzliche Einrichtungen, die die Speicherfüllung kontrollieren und in Abhängigkeit davon in die Codierung eingreifen, um ein Überlaufen des Pufferspeichers zu verhindern. Die zweite Methode besteht in der Anwendung von Codierungsverfahren, die eine so große Fläche des Bildes auf einmal codieren, daß innerhalb dieser Fläche informationsreiche und informationsarme Gebiete sich gut ausmitteln. Solche Verfahren sind insbesondere alle zweidimensionalen, orthogonalen Transformationen wie die Fourier-Hadamard- und Loeve Karuhnen-Transformation, um nur einige zu nennen. Gemeinsam ist diesen Verfahren jedoch, daß sie nicht nur eine Speicherung des auszuwertenden Bildteiles voraussetzen, sondern darüber hinaus auch sehr viele arithmetische Operationen notwendig machen. Daher kommt die Anwendung solcher Verfahren auf größere Bildteile zumindest in Echtzeit nicht in Frage.

Eine dritte Methode zur Glättung des Informationsflusses, die ohne Speicher arbeitet, wurde von Seitzer et al. vorgeschlagen [12][13]. Dieses Verfahren bildet die Grundlage der Untersuchungen, über die im folgenden berichtet werden soll.

4. Das MPZ-Verfahren

Zunächst wird die Grundidee des MPZ-Verfahrens beschrieben. Darauf aufbauend folgen Untersuchungen über die optimale Systemkonfiguration, die günstigste Anordnung der einzelnen Funktionseinheiten und über die Verminderung systembedingter Fehler. An dieser Stelle beginnt der eigene Beitrag zum Stand der Technik.

4.1 Die Grundidee des MPZ-Verfahrens

Wie schon beschrieben gibt es in jedem Bild Bereiche mit hohem und mit niedrigem Informationsgehalt. Legt man verschiedene Bilder übereinander, so fallen häufig informationsreiche Bereiche von einem Bild mit informationsarmen Bereichen der anderen Bilder zusammen. Codiert man aber mehrere Bilder gleichzeitig, so ergeben sich in der Regel bei einem Bild viele Daten, bei den anderen aber nur wenige. Die Summe der gleichzeitig anfallenden Daten ist daher im wesentlichen konstant; was sich zeitlich ändert ist nur der Beitrag der Daten von den einzelnen Bildern. Durch die gleichzeitige Codierung mehrerer Bilder ist es aber möglich, ohne Pufferspeicher auf einen zeitlich konstanten Datenfluß zu kommen. Dies ist lediglich eine andere Formulierung der Tatsache, daß bei stochastisch ergodischen Quellen - und um solche handelt es sich hier in erster Näherung - Zeit- und Schmitttel miteinander vertauschbar sind. In Abb. 4.1 sind die beiden resultierenden Verfahren gegenüber gestellt. Im Pufferspeicher wird ein Mittel über viele aufeinanderfolgende Codeworte einer Signalquelle gebildet, im Konzentrator wird ein Mittel über viele gleichzeitig eintreffende Codeworte von verschiedenen Signalquellen gebildet. Die statistische Mittelung ist in beiden Fällen umso besser, je größer das Ensemble ist, über das gemittelt wird. In beiden Verfahren treten Schwierigkeiten auf, wenn das stati-

stische Mittel der Eingangssignale stark schwankt. Dann entstehen vorübergehend mehr oder weniger Daten als der abgehende Übertragungskanal aufnehmen kann. Der wesentliche Vorteil der Scharmittelung besteht vielmehr darin, daß sie im Gegensatz zur Zeitmittelung keinen Datenspeicher benötigt.

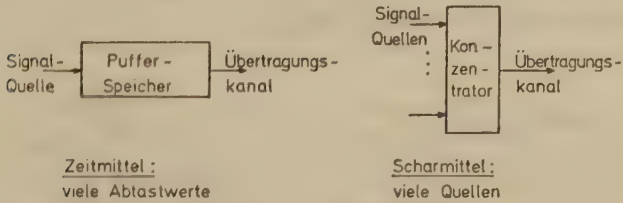


Abb. 4.1 Gegenüberstellung von Zeit- und Scharmittelung

Wie sich die Scharmittelung mit einem Konzentrator zur Datenreduktion von Fernsehsignalen einsetzen läßt, wurde erstmals von Seitzer beschrieben [13]. Diese Veröffentlichung bildet die Grundlage der folgenden Arbeit. Der dort beschriebene Realisierungsvorschlag soll daher hier kurz wiedergegeben werden.

Abb. 4.2 zeigt die prinzipielle Anordnung des ganzen Systems. Es besteht aus N Fernsehkameras, die N verschiedene Bilder parallel abtasten. Ihre Ausgänge führen auf der Senderseite in einen "MPZ-Multiplexer", der den Konzentrator darstellt. Der entsprechende Demultiplexer auf der Empfängerseite rekonstruiert die Signale und leitet sie in die N Monitore. Die Anordnung sieht auf den ersten Blick genauso aus wie ein konventionelles Zeit-Multiplex-System, bei dem nacheinander die ankommenden Signale abgefragt und auf einen Übertragungskanal mit der N-fachen Bandbreite gegeben werden. Der Unterschied des MPZ-Multiplexers besteht nun darin, daß jeweils nur eines der ankommenden Signale übertragen wird und alle anderen unterdrückt werden. Dabei geht man davon aus, daß in der Regel

jeweils nur eine der Signalquellen eine signifikante Information liefert. Welche Signalquelle diejenige ist, entscheidet der MPZ-Multiplexer bei jedem Abtastwert aufs Neue. Daher hat das Verfahren seine Bezeichnung: Momentane Prioritäts-Zuteilung. Die Information der ausgewählten Signalquelle wird dann zusammen mit ihrer Adresse zum Demultiplexer auf der Empfangsseite übertragen. Dieser leitet dann die übertragene Information an den entsprechenden Monitor weiter.

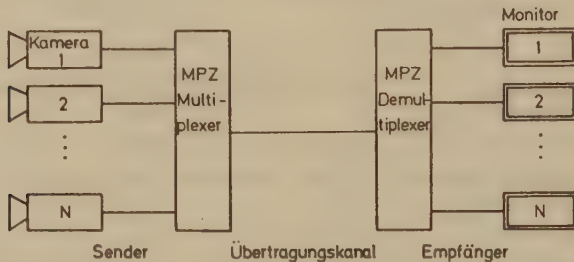


Abb. 4.2 Prinzipielle Anordnung des datenreduzierenden Multiplex-Systems

Die Abb. 4.3 und 4.4 zeigen die in [13] vorgeschlagene Realisierung für den MPZ-Multiplexer. Jeder Kamera ist eine Schaltung zur Signal-Vorverarbeitung zugeordnet. Die übrigen Einrichtungen sind für alle Kameras gemeinsam. In der Vorverarbeitung wird das ankommende Videosignal mit dem zuletzt übertragenen Abtastwert verglichen, der im Speicher steht. Daraus wird die Differenz gebildet und über die Apertur-Referenz die Bedarfsanmeldung. Wenn das Videosignal die obere oder untere Grenze der Apertur überschreitet, spricht der Schwellwertschalter an und liefert eine Bedarfsmeldung zum Prioritätsschalter. Wenn zu einer Zeit nur eine der Quellen einen Bedarf anmeldet, erhält genau diese Quelle die Zuteilung; wenn mehrere Bedarfsmeldungen gleichzeitig vorliegen, wird eine der Quellen pseudozufällig ausgewählt. Das Zuteilungs-Signal schließt zwei Schalter in der Vorverarbeitungsschaltung. Dadurch gelangt die Differenz über einen Gleichrichter in den AD-Wandler und in

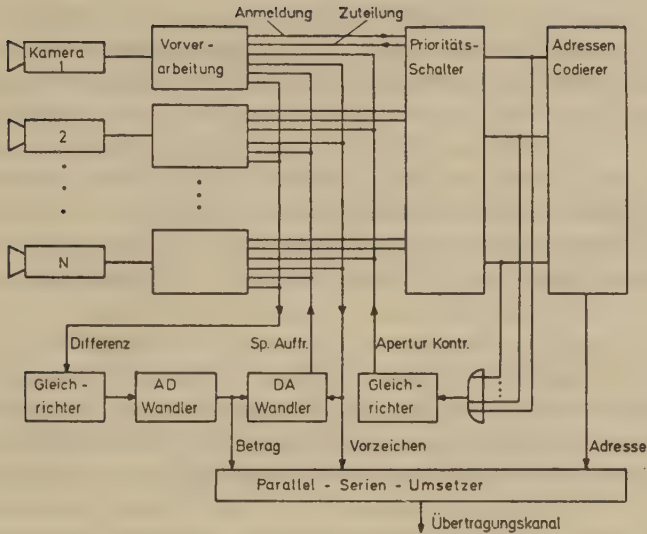


Abb. 4.3 Multiplexer auf der Senderseite

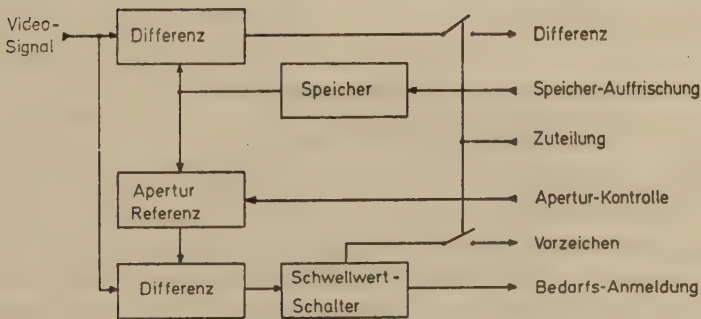


Abb. 4.4 Blockschaltbild der Signal-Vorverarbeitung

den Parallel-Serien-Wandler am Ausgang. In einem DA-Wandler wird der digitalisierte Betrag der Differenz wieder in ein Analogsignal verwandelt. Gleichzeitig erhält der DA-Wandler über eine zweite Leitung von der Vorverarbeitung eine Information über das Vorzeichen der Differenz und liefert damit am Ausgang das für die Auffrischung des betreffenden Speichers benötigte Signal. Falls trotz Bedarfsanforderung keine Bedarfszuteilung zustande gekommen ist, repräsentiert der Speicher den zuletzt übertragenen Wert und die Differenz wird immer darauf bezogen.

Der Prioritätsschalter wählt, wenn ein Bedarf vorliegt, eine der beteiligten Quellen aus. Die Adresse der ausgewählten Quelle wird im Adressen-Codierer dual codiert und gelangt dann auch in den Parallel-Serien-Umsetzer. Liegt kein Bedarf vor, wird ein Sonderzeichen gesendet. In jedem Abtastintervall wird ein Wert an den Übertragungskanal abgegeben, bestehend aus $\log_2 N$ Stellen für die Adresse, dem Vorzeichenbit und mehreren Stellen für den Betrag der Differenz.

Im Demultiplexer (Abb. 4.5) wird der Adressenteil des Wortes decodiert und der übertragene Wert nach Digital-Analog-Wandlung dem entsprechenden Monitor zugeführt.

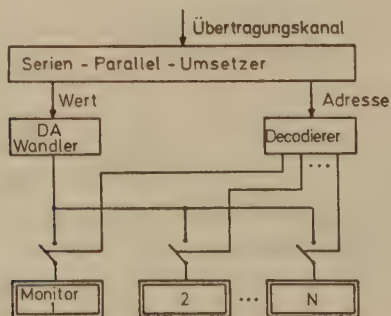


Abb. 4.5 Demultiplexer auf der Empfängerseite

Zur Simulation des beschriebenen Verfahrens wurde ein System mit 4 Kameras zugrundegelegt, deren Intensität mit 8 Stufen (3 bit) codiert wurde [14]. Die sich ergebende Qualitätseinbuße war gering und so erschien es sinnvoll, ein MPZ-System in Echtzeit aufzubauen.

Im folgenden soll untersucht werden, auf welche Weise die Datenreduktion beim MPZ-Verfahren zustande kommt, unter welche der beschriebenen Verfahren es einzuordnen ist und wo seine Grenzen liegen. In der Schaltung zur Signalvorverarbeitung (Abb. 4.4) wird die Differenz zwischen dem aktuellen und dem vorhergehenden Abtastwert gebildet. Zur Dekorrelation des Video-Signals wird also die DPCM-Technik angewendet. Die Differenz wird im AD-Wandler codiert; in der Simulation wurden dazu 3 bit verwendet. Dieser Schritt stellt eine Irrelevanzreduktion dar.

Von den gleichzeitig auftretenden N Codeworten wird beim MPZ-Verfahren nur ein einziges übertragen. Dabei geht man davon aus, daß jeweils nur eine der N Signalquellen eine signifikante Information enthält, die größer als die Apertur Referenz ist, so daß die betreffende Quelle tatsächlich den Vorrang bekommt. Dieser Schritt stellt einerseits eine Optimalcodierung in dem Sinne dar, daß die Codewortlänge der Wahrscheinlichkeit der Differenz angepaßt wird:

$$\text{Übertragung} = \begin{cases} 0 \text{ bit für Differenz} < \text{Aperturreferenz} \\ 3 \text{ bit für Differenz} \geq \text{Aperturreferenz} \end{cases}$$

Andererseits wird eine Pufferung des entstehenden ungleichmäßigen Datenflusses dadurch erreicht, daß über den Bedarf von N Signalquellen gemittelt wird. Es besteht jedoch eine nicht verschwindende Wahrscheinlichkeit dafür, daß in zwei oder mehr Bildern gleichzeitig relevante Informationen auftreten. In diesem Fall kann nur eine einzige Information übertragen werden. Die Übertragung der anderen Informationen kann erst einen oder mehrere Abtastwerte verspätet erfolgen. Die damit verbundene Reduktion relevanter Bildinformationen ist systembedingt und ein typisches Kennzeichen des MPZ-Verfahrens.

Die Datenreduktion des MPZ-Verfahrens wird umso größer, je mehr Eingangskanäle N zu einem abgehenden Übertragungskanal zusammengefaßt werden. Man kann N aber nicht beliebig groß machen, denn eine Voraussetzung besteht ja darin, daß im Mittel jeweils nur einer der Eingangskanäle eine relevante Information besitzt. Bei einer Bedarfswahrscheinlichkeit $p_B = 25\%$ darf die Zahl der Eingangskanäle N daher nicht größer sein als

$$N \leq \frac{1}{p_B} = 4,$$

wenn keine starke Relevanzreduktion auftreten soll. Um die optimale Auslegung eines MPZ-Systems zu erreichen, soll daher im nächsten Abschnitt der theoretische Hintergrund des MPZ-Verfahrens beschrieben und dann auf reale Messungen angewendet werden.

4.2 Die Datenreduktion im MPZ-System

Ein MPZ-System besteht aus N Signalquellen, deren Wahrscheinlichkeit für einen Übertragungsbedarf p_B meist ähnlich ist und daher als gleichgroß angenommen werden soll. Zur Berechnung der statistischen Eigenschaften soll vorausgesetzt werden, daß die Dringlichkeit verschiedener Bedarfsanmeldungen nicht unterschieden wird. Wenn man außerdem vereinfachend annimmt, daß zurückgewiesene Bedarfsanmeldungen später nicht nachgeholt werden, ergibt sich nach [15] die Wahrscheinlichkeit dafür, daß genau n Quellen gleichzeitig einen Bedarf aufweisen aus der Binomialverteilung:

$$p(n, N) = \binom{N}{n} p_B^n (1 - p_B)^{N-n}$$

Bei dem von Seitzer [13] beschriebenen Verfahren gibt es nur einen einzigen abgehenden Übertragungskanal. Im allgemeinen Fall existieren jedoch - wie in Abb. 4.6 dargestellt - A Übertragungskanäle ($A < N$), zu denen jede Quelle Zugriff hat. Dann können A Werte gleichzeitig übertragen werden. Ist die Zahl n

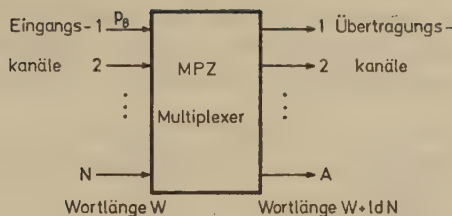


Abb. 4.6 Allgemeiner MPZ-Multiplexer mit N Eingängen und A Ausgängen

der Bedarf anfordernden Quellen größer als A, gehen $n - A$ Werte für die Übertragung (zumindest in dem betrachteten Abtastzeitpunkt) verloren. Für festes n ergibt sich dann für die Fehlerwahrscheinlichkeit p_F :

$$p_F(n) = (n - A) p(n, N); \quad n > A$$

Summiert man über alle Werte von $n = A + 1$ bis $n = N$ auf, ergibt sich für die Fehlerwahrscheinlichkeit des ganzen Systems:

$$p_F = \sum_{n=A+1}^N (n - A) p(n, N)$$

Um anzugeben, welcher Prozentsatz des Übertragungsbedarfs p_B einer Quelle nicht übertragen werden kann, wurde die mittlere Verlustwahrscheinlichkeit einer Quelle definiert als:

$$p_V = \frac{\text{Fehlerwahrscheinlichkeit des Systems}}{\text{Bedarfwahrscheinlichkeit des Systems}} = \frac{p_F}{N \cdot p_B}$$

Einsetzen ergibt:

$$p_V = \sum_{n=A+1}^N \left(1 - \frac{A}{n}\right) \binom{N-1}{n-1} p_B^{N-1} (1 - p_B)^{N-n} \quad (4.1)$$

Man erkennt, daß neben den Systemparametern N , A vor allem der Übertragungsbedarf der Quellen p_B in die Verlustwahrscheinlichkeit eingeht. Daher wurde die Differenzstatistik von Fern-

sehsignalen gemessen und für ein durchschnittliches Bild in Abb. 4.7 dargestellt. Man erkennt, daß die Wahrscheinlichkeit, mit der die verschiedenen Differenzen ΔX auftreten, sehr stark

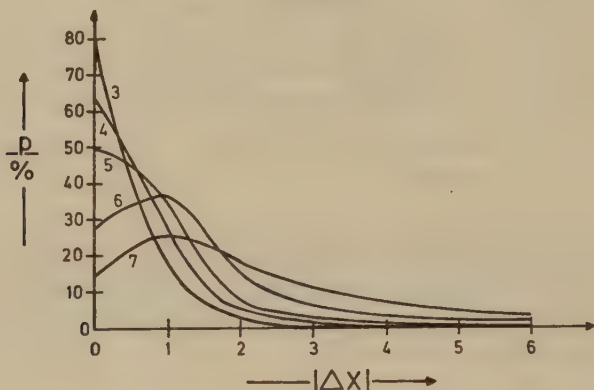


Abb. 4.7 Differenzstatistik eines Fernsehbildsignals für viele Quantisierungsstufen Q . Die Kurven sind mit $1/Q$ beschriftet

von der Auflösung des Quantisierers abhängen. Je feiner die Quantisierung gewählt wird, desto geringer ist die Wahrscheinlichkeit, daß die Differenz $\Delta X = 0$ auftritt. Die Wahrscheinlichkeit $p(0)$ hat aber beim MPZ-Verfahren eine besondere Bedeutung, denn immer, wenn die Differenz nicht Null ist, liegt ein Übertragungsbedarf vor. Damit ergibt sich die Bedarfs-
wahrscheinlichkeit zu

$$P_B = \sum_{\Delta X=1}^Q p(\Delta X) = 1 - p(\Delta X = 0)$$

Ihre Abhängigkeit von der Zahl der Quantisierungsstufen ist in Abb. 4.8 dargestellt. Man erkennt auch hier, daß der Bedarf stark mit der Zahl der Quantisierungsstufen steigt.

Das Verhältnis von der Anzahl der Quellen N zu der Zahl der Übertragungskanäle A mit derselben Wortrate ist eine wichtige

Größe eines MPZ-Systems. Es soll im folgenden als Konzentrationsfaktor

$$K = \frac{N}{A}$$

bezeichnet werden. Wenn bei idealer statistischer Mittelung, also bei unendlich großem System, keine Werte verlorengehen

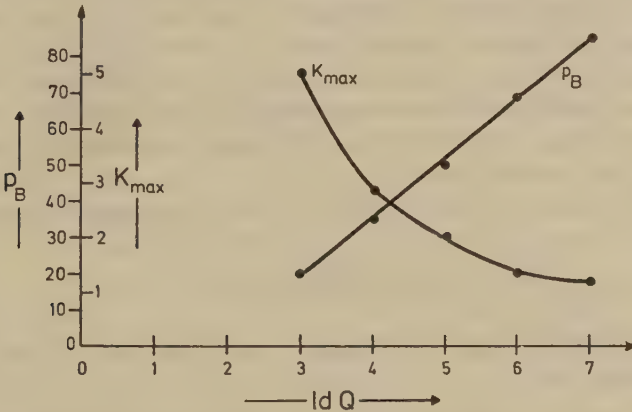


Abb. 4.8 Bedarfswahrscheinlichkeit p_B und maximaler Konzentrationsfaktor K_{max} in Abhängigkeit von der Zahl der Quantisierungsstufen Q

sollen, muß das Produkt Konzentrationsfaktor mal Bedarfswahrscheinlichkeit kleiner als 1 sein. Daraus folgt für den Konzentrationsfaktor:

$$K \leq \frac{1}{p_B}$$

Der maximale Konzentrationsfaktor ist in Abb. 4.8 mit eingezeichnet. Man erkennt, daß er mit zunehmender Zahl von Quantisierungsstufen schnell auf Werte nahe 1 abfällt. In Kapitel 3.1 wurde beschrieben, daß die Zahl der Quantisierungsstufen Q mindestens 32 entsprechend 5 bit betragen muß, weil sonst deutliche Konturen im Bild auftreten. Aus dem Verlauf des maximalen Konzentrationsfaktors kann man aus Abb.4.8 für diesen Fall $K_{max} \approx 2$ entnehmen. Auch wenn man bereit ist, eine nennenswerte Verlustwahrscheinlichkeit in Kauf zu nehmen, wird $K = 4$ sicher

der größte in Frage kommende Wert sein. Daher sollen die folgenden Überlegungen für Konzentrationsfaktoren von 2 und 4 durchgeführt werden.

Die wichtigste Größe bei der Datenreduktion ist der Reduktionsfaktor D . Er gibt an, um welchen Faktor die Datenrate am Eingang des Datenreduktionsverfahrens größer ist als am Ausgang. Im Fall des MPZ-Verfahrens treten in jedem Abtastpunkt am Eingang $N \cdot W$ bit auf. Darin ist W die Wortlänge der Codeworte. An jeden der A Übertragungskanäle wird ein Wort der Länge W abgegeben, vermehrt um die notwendige Adresse mit der Länge $\lg N$. Am Ausgang treten also $A \cdot (W + \lg N)$ bit in jedem Abtastzeitpunkt auf. Daraus ergibt sich ein Reduktionsfaktor

$$D = \frac{N \cdot W}{A \cdot (W + \lg N)}$$

Der Reduktionsfaktor ist demnach immer kleiner als der Konzentrationsfaktor:

$$K = \frac{N \cdot W}{A \cdot W} > \frac{N \cdot W}{A \cdot W + A \lg N} = D$$

Die Ursache dafür ist die zusätzlich benötigte Adressenübertragung. Der Reduktionsfaktor kann sogar kleiner als 1 werden, wenn die Adressenlänge groß wird. Bei einer Wortlänge $W = 3$ bit und einem Konzentrationsfaktor $K = 2$ ist das für Systeme mit mehr als $N = 8$ Quellen der Fall. Dieses Ergebnis ist deshalb sehr wichtig, weil man, um eine gute statistische Mittelung zu erhalten, das System möglichst groß wählen möchte. Um einen Überblick zu erhalten, für welche Systemgrößen das MPZ-Verfahren effektiv arbeitet, wurde in Abb. 4.9 der Reduktionsfaktor in Abhängigkeit der Systemgröße für Konzentrationsfaktoren von $K = 2$ und $K = 4$ aufgetragen. Gleichzeitig wurde die Verlustwahrscheinlichkeit p_V (nach Gl. 4.1) berechnet und mit eingezeichnet. Dabei wurde eine Bedarfswahrscheinlichkeit $p_B = 50\%$ zugrunde gelegt. Sie ergibt sich nach Abb. 4.8 bei einer Codierung mit einer Auflösung von 31 Graustufen (≈ 5 bit).

Das kleinste denkbare System besteht aus $N = 2$ Quellen und einem ($A = 1$) Übertragungskanal. Obwohl die Bedarfswahrscheinlichkeit der beiden Eingangskanäle zusammen nur 100 % beträgt, ergibt sich, wie man in Abb. 4.9 erkennt, eine Verlustwahrscheinlichkeit von $p_V = 25$ %. Die Ursache dafür ist, daß häu-

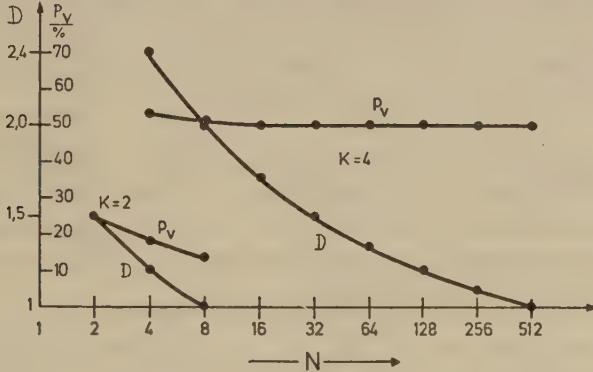


Abb. 4.9 Abhängigkeit des Reduktionsfaktors D und der Verlustwahrscheinlichkeit p_V von der Anzahl der Eingangskanäle für Konzentrationsfaktoren $K = 2$ und $K = 4$. (Bedarfswahrscheinlichkeit $p_B = 50$ %, Wortlänge: $W = 3$ bit)

fig zwei Werte gleichzeitig auftreten und dafür zu anderen Augenblicken wieder kein Wert zur Übertragung ansteht. Die Ursache dafür ist, daß bei nur zwei Quellen die Scharmittellung natürlich recht schlecht ist. Man erkennt, daß die Verlustwahrscheinlichkeit viel geringer wird, wenn man das System auf 8 Quellen und entsprechend 4 Übertragungskanäle vergrößert. Sie beträgt dann nur noch 14 %. In diesem Fall bewirkt das System jedoch keine Datenreduktion mehr; der Reduktionsfaktor ist auf $D = 1$ gesunken.

Anders liegen die Verhältnisse, wenn man von einem Konzentrationsfaktor $K = 4$ ausgeht. Die Bedarfswahrscheinlichkeit je Übertragungskanal beträgt dann $4 \cdot 50 \% = 200 \%$. Auch wenn man in diesem Fall das System beliebig groß macht, also die statistische Mittelung ideal ist, kann die Hälfte des Bedarfs

von jeder Quelle nicht berücksichtigt werden. Die Verlustwahrscheinlichkeit beträgt dann also $p_V = 50 \%$.

Andererseits steigt die Verlustwahrscheinlichkeit (für $K = 4$) nicht stark an, wenn man zur Minimalen Systemgröße mit nur einem einzigen Übertragungskanal übergeht. Sie beträgt dann $p_V = 53 \%$. Da aber der Reduktionsfaktor mit abnehmender Systemgröße beachtlich zunimmt (Abb. 4.9), ist dieser Fall für die Realisierung am interessantesten.

Zum Vergleich sind die Daten der beiden in Frage kommenden Systeme in Abb. 4.10 zusammengestellt. Wegen des niedrigen Reduktionsfaktors im System 1 sollen sich die experimentellen Untersuchungen trotz der hohen Verlustwahrscheinlichkeit auf das System 2 konzentrieren.

Systemparameter		System 1	System 2
Eingangsquellen	N	2	4
Ausgangskanäle	A	1	1
Konzentrationsfaktor	K	2	4
Reduktionsfaktor (bei Wortlänge $W = 3$ bit)	D	1,5	2,4
Verlustwahrscheinlichkeit (bei Bedarfswahrscheinlichkeit $p_B = 50 \%$)	p_V	25 %	53 %

Abb. 4.10 Daten der beiden für die Realisierung interessanten MPZ-Systeme

4.3 Konzipierung eines MPZ-Systems in Echtzeit

Zur Realisierung des MPZ-Verfahrens soll ein System mit vier Signalquellen und einem einzigen Ausgangskanal ins Auge gefaßt werden. Darin sind dann die beiden interessanten Fälle enthalten, die sich im vorhergehenden Abschnitt ergeben haben. Ausgehend von dem in Abschnitt 4.1 beschriebenen Realisierungsvorschlag soll nun untersucht werden, welche Modifikationen

sinnvoll sind, um einerseits die Leistungsfähigkeit, und andererseits die Realisierbarkeit und Betriebssicherheit des Systems zu verbessern.

Ein Problem, das immer im Zusammenhang mit der Bildverarbeitung in Echtzeit auftritt, ist die hohe Geschwindigkeit, mit der die beteiligten Schaltungen arbeiten müssen. Wie in Kapitel 3.1 gezeigt, benötigt man eine Abtastfrequenz von 10 MHz. Das bedeutet, daß alle Operationen, die zur Codierung eines Abtastwertes notwendig sind, in 100 ns abgeschlossen sein müssen. Welche Vorgänge in dieser Zeit abzulaufen haben, soll an dem Blockschaltbild in Abb. 4.11 erläutert werden. Beim Ein-

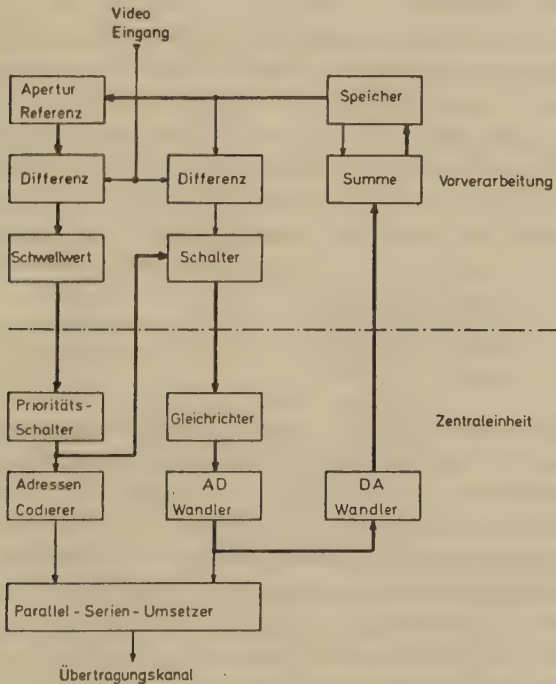


Abb. 4.11 Zusammenfassende Darstellung des in Abb. 4.3 und 4.4 gezeigten MPZ-Verfahrens für eine Quelle. Die zeitkritische Schleife ist dick gezeichnet.

treffen eines Abtastwertes wird die Differenz zum zuletzt übertragenen Wert gebildet und gleichzeitig die Differenz zur Apertur-Referenz. Dieser Wert gelangt über den Schwellenwertschalter in den Prioritätsschalter der Zentraleinheit, von dort aus wieder zurück zur Vorverarbeitung. Dort wird ein Schalter geschlossen, der die Differenz des ausgewählten Eingangskanals über den Gleichrichter in den AD- und DA-Wandler in der Zentraleinheit wieder zurück zur Vorverarbeitung leitet und dort zum gespeicherten Wert codiert. Bis zum Eintreffen des nächsten Abtastwertes - also in 100 ns - muß das Signal die ganze in Abb. 4.11 dick eingezeichnete Schleife durchlaufen.

Ein solches System ist bei dem jetzigen Stand der Technik praktisch nicht realisierbar. Dabei braucht man nur zu bedenken, wie viele Analogsignale auf ihren stationären Wert eingeschwungen sein müssen, bevor der nächste Schritt gültige Ergebnisse liefert; ganz zu schweigen von dem AD- und DA-Wandler, die sich mit in der Schleife befinden. Ein Ausweg läßt sich wohl nur durch Anwendung von mehreren Prinzipien gleichzeitig erreichen:

Digitaltechnik
Parallelisierung
Dezentralisierung.

Der Übergang von Analog- zu Digitaltechnik bietet praktisch an allen Stellen Geschwindigkeitsvorteile. Verglichen sei hier nur die Speicherung einer Spannung in einem Kondensator mit der Speicherung einer Zahl in einem Register. Wenn die Speicherung im Kondensator einigermaßen schnell gehen soll, muß seine Kapazität klein sein; dann wird der Speicherinhalt aber umso mehr durch parasitäre Ströme verfälscht. Der hauptsächliche Vorteil ergibt sich aber daraus, daß der AD- und DA-Wandler aus der zeitkritischen Schleife verschwinden. Stattdessen wird zwar ein AD-Wandler am Eingang der Anordnung benötigt, aber in diesem Fall steht für die AD-Wandlung nahezu beliebig viel Zeit zur Verfügung, denn eine bloße Signalverzögerung ist außerhalb der Schleife nicht störend.

Eine weitere Reduktion der Rechenzeit des Systems läßt sich durch Parallellisierung und Dezentralisierung erreichen. Alle Operationen bis auf die Prioritätsermittlung können aus der Zentraleinheit in die 4 Vorverarbeitungsschaltungen verlagert werden. Dadurch erhöht sich zwar der Aufwand, weil die betreffenden Schaltungen dann 4-fach benötigt werden, dafür können aber alle notwendigen Operationen parallel ablaufen, unabhängig davon, ob die betreffende Quelle zur Übertragung ausgewählt wird oder nicht. In dem Augenblick, in dem die Prioritätsentscheidung dann vorliegt, sind alle anderen Operationen schon abgeschlossen und der codierte Wert des betreffenden Eingangskanals muß lediglich noch gespeichert werden. Abb. 4.12 zeigt das Blockschaltbild, in dem die genannten Gesichtspunkte realisiert sind. Man erkennt, daß die zeitkritische Schleife

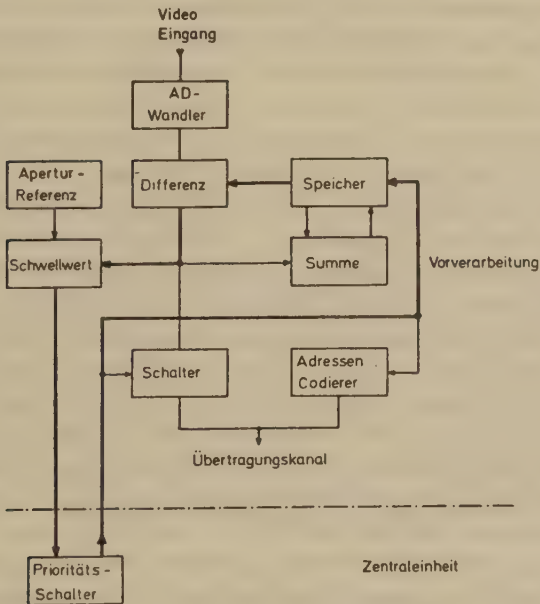


Abb. 4.12 MPZ-Verfahren für digitale Signalverarbeitung in dezentralisierter Anordnung (nur eine Quelle ist dargestellt).

fe in diesem Fall nur 4 Blöcke enthält, also weniger als halbsoviele wie bei dem ursprünglichen Vorschlag (Abb. 4.11). Halbiert ist auch die Zahl der Verbindungsleitungen zwischen der Vorverarbeitung und der Zentraleinheit. Wegen des zwangsläufig größeren räumlichen Abstandes besitzen diese Verbindungen nicht nur eine elektrische Laufzeit, sondern sie müssen auch definierte Wellenwiderstände und Abschlußwiderstände besitzen, die zusätzliche Leitungstreiber und Leitungsempfänger - mit den unvermeidbaren Verzögerungszeiten - erforderlich machen.

Aufgrund der erreichten Geschwindigkeitsverbesserung ist es jetzt diskutabel, zusätzliche Schaltungen einzufügen, die einerseits die Datenreduktion verbessern, und andererseits die systematischen Fehler des MPZ-Systems reduzieren.

Wie beschrieben stellt das MPZ-Verfahren eine Art Optimalcodierung dar, das Differenzen vom Betrag Null überhaupt nicht überträgt, andere Differenzen mit der Wortlänge W . Voraussetzung für ein effektives Arbeiten des Verfahrens ist natürlich, daß die Differenz Null auch mit der größten Wahrscheinlichkeit auftritt. Wie man Abb. 4.7 entnimmt, ist das der Fall, wenn das Videosignal mit 5 bit - entsprechend 32 Graustufen - oder weniger codiert wird. Aus Abb. 4.7 geht weiter hervor, daß die Wahrscheinlichkeit für große Differenzen stark abnimmt. Die damit verbundene Redundanz läßt sich nach Kapitel 3.3 durch eine Kompondierung des Differenzsignals abbauen. Die dazu benötigte nichtlineare Kennlinie läßt sich dann direkt hinter der Differenzbildung in Abb. 4.12 einfügen. In diesem Fall ist auch sichergestellt, daß auftretende Fehler über die Summenbildung und den Speicher in die Differenzbildung zurückgekoppelt werden und nicht permanent stehenbleiben. Bei der digitalen Realisierung des MPZ-Verfahrens wäre sonst diese Fehlerückkopplung garnicht notwendig gewesen. Man hätte dann den Speicher direkt am Ausgang des AD-Wandlers anschließen können.

Bei den statistischen Untersuchungen in Abschnitt 4.3 hat sich ergeben, daß man mit ganz beachtlich hohen Verlustwahrscheinlichkeiten rechnen muß. Wenn aber schon viele Übertragungswer-

te verlorengehen, sollte man sicherstellen, daß es sich dabei möglichst um solche handelt, die keine allzugroßen Bildfehler verursachen. Zu diesem Zweck ist in dem Vorschlag (Abb. 4.3) eine Schaltung vorgesehen, die die Apertur Referenz (also eine Schwelle oberhalb der eine Differenz als signifikant angesehen wird) so einstellt, daß im Mittel immer nur einer der Eingangskanäle einen Übertragungsbedarf besitzt. Auf diese Weise wird in der Regel die größte der gleichzeitig auftretenden Differenzen übertragen. Da die Apertur Referenz aber über das zeitliche Mittel gewonnen wird, können auch unerwünschte Situationen auftreten: Wenn die Apertur Referenz gerade groß ist, wird überhaupt nichts übertragen, wenn alle Differenzen klein sind. Ist die Apertur Referenz aber klein, kann eine kleine und eine große Differenz gleichzeitig als signifikant angesehen werden. Dann bleibt es dem Zufall überlassen, welche der beiden Differenzen im Prioritätsschalter ausgewählt und übertragen wird. Im ungünstigsten Fall kann dabei die große Differenz zurückgewiesen werden.

Dieser Mangel läßt sich beseitigen, wenn man nicht die über das zeitliche Mittel gewonnene Apertur Referenz verwendet, sondern in jedem Abtast Augenblick aufs Neue entscheidet, welcher der Eingangskanäle die höchste Priorität besitzt. Dazu muß vor der momentanen Prioritätszuteilung MPZ eine momentane Prioritätsdecodierung MPD vorgenommen werden, die einen weiteren Block in der Zentraleinheit darstellt. Damit die Prioritätsdecodierung entscheiden kann, welcher der Eingangskanäle die wichtigste Information besitzt, muß jede Vorverarbeitungsschaltung eine Anordnung enthalten, die eine Nachricht über die Dringlichkeit der Übertragung abgibt. Diese Schaltung soll im folgenden als momentane Bedarfsanmeldung MBA bezeichnet werden.

Ein Blockschaltbild, in dem die beschriebenen Verbesserungen eingezeichnet sind, ist in Abb. 4.13 dargestellt. Die Vorverarbeitung besteht aus drei Blöcken: dem AD-Wandler, der nichtlinearen DPCM mit Fehlerrückkopplung und der Ausgabe, die die

benötigten Werte an den Übertragungskanal und die Zentraleinheit abgibt. Es gibt zwei geschlossene Schleifen: Die eine ist die dick eingezeichnete zeitkritische Bedarfzuteilung, die über die Zentraleinheit führt. Die zweite ist die Fehlerrückkopplung im DPCM-Codierer. Da jedoch die Summenbildung viel schneller geht als die Bedarfzuteilung über MBA, MPD und MPZ, ist die Laufzeit des Signals in dieser Schleife unkritisch.

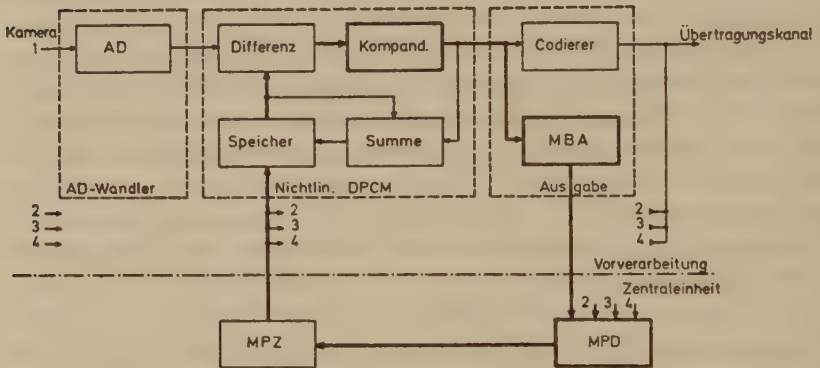


Abb. 4.13 Blockschaltbild für ein digitales MPZ-System für 4 Quellen und 1 Übertragungskanal. Die neuen Funktionsblöcke und die zeitkritische Schleife sind dick gezeichnet.

MBA: Momentane Bedarfsanmeldung

MPD: Momentane Prioritätsdecodierung

MPZ: Momentane Prioritätszuteilung

Die Empfänger für ein MPZ-codiertes Signal müssen invers zum Sender aufgebaut sein. Abb. 4.14 zeigt das entsprechende Blockschaltbild. Der Adressen-Decodierer am Eingang prüft die vom Übertragungskanal ankommenden Adressen. Stimmt sie mit der des Empfängers überein, so transferiert er die zugehörige Differenz in den DPCM-Decodierer. Dort wird zunächst die Kompondierung rückgängig gemacht, anschließend werden die Differenzen auf-

summiert. Der Speicher enthält dann die aktuelle Information, die über den DA-Wandler in den Monitor gelangt.

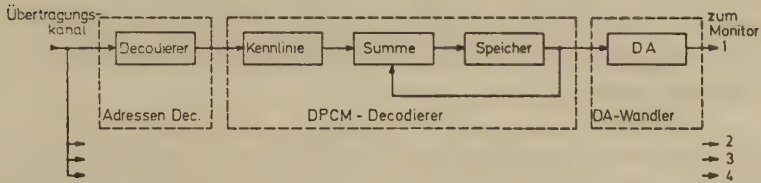


Abb. 4.14 Blockschaltbild eines MPZ-Empfängers

5. Die Realisierung des MPZ-Systems

In den folgenden Abschnitten wird genauer spezifiziert, welche Aufgaben die einzelnen Funktionseinheiten im MPZ-System erfüllen und wie sie schaltungstechnisch realisiert wurden.

Wenn man die zeitkritische Schleife in Abb. 4.13 ansieht, erkennt man, daß für die sechs Schaltungsblöcke: Differenz, Kompandierung, MBA, MPD, MPZ und Speicher zusammen 100 ns Rechenzeit zur Verfügung stehen. Wenn man noch 20 ns für Laufzeiten in den Verbindungsleitungen mit den dazugehörigen Leitungstreibern und Leitungsempfängern abzieht, verbleiben noch 80 ns. Damit ergibt sich eine maximale mittlere Verarbeitungszeit je Block von 13 ns. Die zur Zeit billigste Familie von digitalen Schaltungen, die "Standard TTL-Technik", mit einer Gatterlaufzeit von 10 ns scheidet damit aus. Als Alternative kommen die "Schottky-TTL-Technik" mit 3 ns Gatterlaufzeit und die "ECL-10 k Familie" mit 2 ns Gatterlaufzeit in Frage. Vergleichende Vorversuche mit beiden Schaltungsfamilien haben gezeigt, daß die ECL-Schaltungen wegen ihrer konstanten Stromaufnahme sehr viel einfacher zu handhaben sind als die TTL-Schaltungen, die beim Umschalten hohe Stromimpulse aus der Betriebsspannung entnehmen. Diese Stromimpulse können nicht nur die Stromversorgungs- und Masseleitung stören, sondern auch Störimpulse in benachbarte Signalleitungen induzieren.

Ein grundsätzliches Problem bei der Realisierung schneller Schaltungen sind die Verbindungsleitungen. Solange die Laufzeit des Signals in der Verbindungsleitung klein gegenüber der Anstiegszeit des zu übertragenden Signals ist, treten auch dann keine Reflexionen und Schwingungen auf der Leitung auf, wenn sie keinen definierten Wellenwiderstand und Abschlußwiderstand besitzt. Bei den in Frage kommenden Anstiegszeiten von ca. 2 ns sind daher Leitungslängen bis zu 20 cm unproblematisch. Daher sind innerhalb einer Platine keine besonderen

Maßnahmen notwendig. Anders ist es jedoch beim Übergang von einer Platine zur anderen. In diesem Fall entstehen mitunter Leitungslängen von 1 m und mehr. Leitungen dieser Länge müssen einen definierten Wellenwiderstand besitzen. Dazu kommen zwei Möglichkeiten in Frage: koaxiale Verbindung und twisted-pair (verdrillte) Leitung. Bei der koaxialen Verbindung stellen die Steckerleisten ein beträchtliches Problem dar. Steckerleisten, die neben normalen Verbindungen auch koaxial-Stecker besitzen, sind meist unförmig und teuer. Andererseits ist es ungünstig, eine koaxiale Leitung an einem normalen Steckerstift anzuschließen, weil dann im Stecker eine starke Inhomogenität des Wellenwiderstandes auftritt, die zu Reflexionen führen kann. Sehr viel günstiger sind in dieser Beziehung verdrillte Leitungen. Bei einer Verdrillung von 100 Windungen pro Meter ergibt sich ein Wellenwiderstand von ca. 110Ω [16]. Schließt man eine derart verdrillte Leitung an zwei benachbarten Steckerstiften an, bleibt die Inhomogenität des Wellenwiderstandes im Stecker gering ohne spezielle Stecker zu benötigen. Eine verdrillte Leitung ist ein symmetrisches Gebilde. Die besten Ergebnisse für die Signalübertragung ergeben sich, wenn man auf der Senderseite ein symmetrisches Signal anlegt und im Empfänger nur die Differenz auswertet. Abb. 5.1 zeigt, wie sich diese Methode bei ECL-Schaltungen realisieren läßt. Da ECL-Schaltungen von Natur aus einen symmetrischen Ausgang und einen Differenzverstärker am Eingang besitzen, läßt sich eine Übertragung über eine

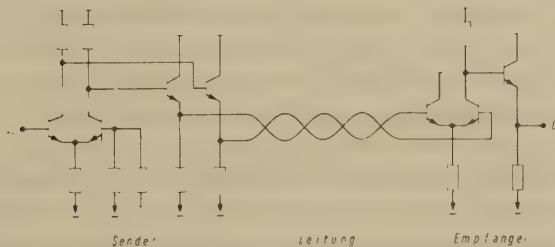


Abb. 5.1 Signalübertragung mit Twisted-Pair-Leitung

twisted-pair-Leitung mit Standardgattern realisieren. Dies ist der zweite wesentliche Vorteil von ECL-Schaltungen. Daher wurde entschieden, das MPZ-System in ECL-Technik zu realisieren.

5.1 Der AD-Wandler

Fernsehkameras liefern ein Analogsignal mit einem Frequenzbereich von 0...5 MHz; höherfrequente Anteile sind nicht oder nur mit sehr kleiner Amplitude vertreten. Die Abtastfrequenz des AD-Wandlers muß daher, um das Abtasttheorem zu erfüllen, mindestens 10 MHz betragen. In Kapitel 3.1 wurde gezeigt, daß eine höhere Abtastfrequenz als 10 MHz keine Verbesserung der Bildqualität bewirkt, sondern nur eine unerwünschte Zunahme der anfallenden Datenmenge. Daher wurde eine Abtastfrequenz von 10 MHz gewählt.

Neben der Abtastfrequenz ist die Auflösung eines AD-Wandlers ein wichtiger Parameter. Nach Kapitel 3.1 muß die Zahl der Graustufen Q zwischen 30 und 300 liegen, je nach Betrachter und Fernsehkamera. Um auf der sicheren Seite zu liegen, müßte der AD-Wandler eine Auflösung von mindestens 8 bit entsprechend 256 Quantisierungsstufen besitzen. Bei dem geplanten MPZ-System mit vier Eingangskanälen und einem Ausgangskanal sollte der Übertragungsbedarf eines Eingangskanals nicht über 25 % liegen. Aus Abb. 4.8 kann man entnehmen, daß ein derartiger Übertragungsbedarf schon bei einer Auflösung mit weniger als 4 bit $\hat{=}$ 16 Stufen entsteht. Erhöht man die Auflösung, so verbessert sich dadurch die Bildqualität beim MPZ-Verfahren am Empfänger praktisch nicht, weil bei der momentanen Prioritätsdecodierung die kleinen Differenzen fast immer unberücksichtigt bleiben, da Informationen mit höherer Priorität vorliegen. Außerdem ist bei der vorhandenen Videoanlage praktisch keine Qualitätsverbesserung beim Übergang von 5 bit auf 7 bit Auflösung zu beobachten (siehe Abb. 3.3). Daher wurde für den AD-Wandler eine Auflösung von $Q = 32$ Stufen (5 bit) gewählt.

Zusammenfassend muß der AD-Wandler folgende Daten besitzen:

Abtastfrequenz:	10 MHz
Auflösung:	32 Stufen $\hat{=}$ 5 bit
Eingangsempfindlichkeit:	0,5 V
Ausgang:	5 bit parallel, taktsynchron

Derartige AD-Wandler sind käuflich erhältlich, aber wegen der hohen Abtastfrequenz sehr teuer. Das ist bei einem digitalen MPZ-System besonders schwerwiegend, weil jeder Eingangskanal einen AD-Wandler benötigt. Es erhebt sich die Frage, ob sich ein solcher AD-Wandler auch mit niedrigen Kosten aufbauen läßt.

Das schnellste Verfahren zur AD-Wandlung ist das Parallelverfahren [17]. Bei geringen Anforderungen an die Auflösung, wie es hier der Fall ist, ist auch der Aufwand besonders niedrig. Darüber hinaus ist das Parallelverfahren praktisch das einzige, das kein analoges Abtast-Halteglied für das Analogsignal benötigt, sondern bei dem ein digitales Abtast-Halteglied eingesetzt werden kann. Das ist eine wichtige Voraussetzung für niedrigen Aufwand, denn ein analoges Abtast-Halteglied ist in diesem Geschwindigkeitsbereich sehr kostspielig.

Abb. 5.2 zeigt das Blockschaltbild eines AD-Wandlers nach dem Parallelverfahren. Der Eingangsverstärker bewirkt die notwen-



Abb. 5.2 Blockschaltbild eines AD-Wandlers nach dem Parallelverfahren

dige Pegelanpassung an die Komparatoren. Die Komparatoren vergleichen die verstärkte Eingangsspannung mit 31 Referenzspannungen gemäß den 31 Quantisierungsstufen. Ihre Ausgänge repräsentieren das digitale Äquivalent der Eingangsspannung. Der folgende Speicher stellt das digitale Abtast-Halte-

glied dar. Er speichert den logischen Zustand der Komparatoren in jedem Abtastaugenblick. Die nachfolgende Codierung wandelt den gespeicherten Wert in den gewünschten Ausgangscode - hier in den Dualcode - um.

Der Speicher läßt sich vereinfachen, wenn man nicht den Zustand der Komparator-Ausgänge speichert, sondern die codierte Zahl. Dann benötigt man statt der 31 Speicher in diesem Fall nur 5 Stück. Da die Laufzeit in der Codierung aber nicht für alle Bits exakt gleich ist, können am Ausgang vorübergehend falsche Werte auftreten. Das soll am Übergang von 15 auf 16 erläutert werden.

	Dualzahl 2^4 2^0	Dezimalzahl
alter Zustand	01111	15
Übergangszustand	11111	31
neuer Zustand	10000	16

Wenn sich die höchste Stelle z. B. schneller ändert als die anderen, entsteht vorübergehend die Zahl 31. Fällt der Abtastaugenblick gerade in den Übergangszustand, wird ein völlig falscher Wert gespeichert. Die Ursache dafür ist, daß sich beim Dualcode beim Übergang von einer zur nächsten Zahl mitunter mehrere Stellen gleichzeitig ändern. Speichert man die Komparatorausgänge direkt, tritt dieses Problem nicht auf, denn dort ändert sich jeweils nur der Zustand eines Komparators. Dieselbe Eigenschaft besitzt aber auch der Gray-Code. Er ist gerade dadurch charakterisiert, daß sich beim Übergang von einer zur nächsten Zahl jeweils nur ein Bit ändert. Das obige Beispiel sieht für den Gray-Code folgendermaßen aus:

	Grayzahl	Dezimalzahl
alter Zustand	01000	15
neuer Zustand	11000	16

Man erkennt, daß kein Übergangszustand existiert. Das Problem läßt sich demnach lösen, wenn man die Zustände der Komparato-

ren zunächst in den Gray-Code codiert, dann speichert und dann erst in den Dualcode übergeht. Abb. 5.3 zeigt das entsprechende Blockschaltbild. Die Frage ist nun, ob der zusätz-

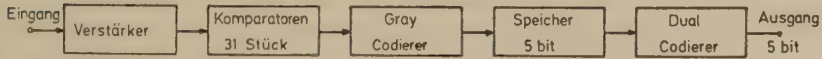


Abb. 5.3 AD-Wandler mit verkleinertem Speicher

lich benötigte Gray-Codierer den Vorteil des kleineren Speichers nicht vollständig zunichte macht. Wenn man jedoch überlegt, wie der Dual-Codierer in Abb. 5.2 aufzubauen wäre, stellt man fest, daß sich fast zwangsläufig zwischendurch der Gray-Code ergibt. Daher stellt der Gray-Codierer in Abb. 5.3 keinen zusätzlichen Aufwand dar.

Die Schaltung mit den höchsten Anforderungen in einem AD-Wandler nach dem Parallelverfahren ist der Eingangsverstärker. Er muß nämlich nicht nur relativ große Ausgangssignale bei großer Bandbreite und mit guter Präzision liefern, sondern auch eine relativ große kapazitive Last treiben, die sich durch die Parallelschaltung aller Komparatoreingänge ergibt. Daher soll seine Schaltung im folgenden genauer beschrieben werden.

Um die notwendige Präzision zu erreichen, ist es sinnvoll, den Eingangsverstärker als Operationsverstärker auszulegen und die gewünschten Daten durch externe Gegenkopplung einzustellen. Abb. 5.4 zeigt das Prinzip. Das Videosignal U_e gelangt über

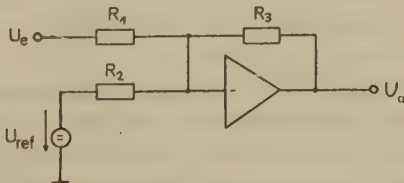


Abb. 5.4 Äußere Beschaltung des Eingangsverstärkers

R_1 auf den Summationspunkt. Über R_2 wird eine Referenzspannung addiert, die einen für die nachfolgenden Komparatoren geeigneten Gleichspannungsoffset bewirkt. Bei idealem Verhalten des Operationsverstärkers ergibt sich dann die Ausgangsspannung:

$$U_a = -\frac{R_3}{R_1} U_e - \frac{R_3}{R_2} U_{Ref}$$

Das Verhältnis R_3/R_1 bestimmt die Signalverstärkung, R_3/R_2 die Größe des Offsets. Der Eingangswiderstand ist reell vom Betrag R_1 und der Ausgangswiderstand ist Null. All dies gilt nur, solange die Schleifenverstärkung der Schaltung groß gegenüber 1 ist:

$$k \cdot v \gg 1$$

Darin ist k die Abschwächung der äußeren Beschaltung und v die Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers. Nach [17] ergibt sich der auftretende Fehler F in der Verstärkung zu

$$F = \frac{1}{k \cdot v} ,$$

verschwindet also für große Schleifenverstärkungen. Bei dem vorliegenden AD-Wandler mit 31 Stufen beträgt die Auflösung $1/31$ des Bereichs, also etwa 3 %. Wenn der systematische Fehler des Eingangsverstärkers nicht überwiegen soll, darf F nicht größer als 3 % sein. Bei der benötigten Signalverstärkung ergibt sich für die Abschwächung ein Wert von $k = 0,2$. Damit läßt sich die benötigte Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers berechnen:

$$v = \frac{1}{k \cdot F} = \frac{1}{0,2 \cdot 0,03} = 167 \approx 200$$

Bei niedrigen Frequenzen ist es ganz unproblematisch, solche Verstärkungsfaktoren zu realisieren. Wenn der Verstärker aber auch bei der höchsten auftretenden Frequenz von 5 MHz die geforderte Genauigkeit haben soll, muß er auch bei dieser Frequenz noch eine Verstärkung von mindestens 200 besitzen. Das Verstärkungs-Bandbreiteprodukt des Operationsverstärkers muß dann $5 \text{ MHz} \cdot 200 = 1 \text{ GHz}$ betragen.

In monolithisch-integrierter Technik gibt es Verstärker mit derartigem Hochfrequenzverhalten nicht. Sie besitzen aber meist sehr gute statische Daten in Bezug auf Gleichspannungsverstärkung, Offsetstrom- und Offsetspannungsdrift. Daher ist es vorteilhaft, die guten Daten eines integrierten Operationsverstärkers mit denen eines speziellen Hochfrequenzverstärkers wie in Abb. 5.5 zu kombinieren. Hohe Frequenzen gelangen

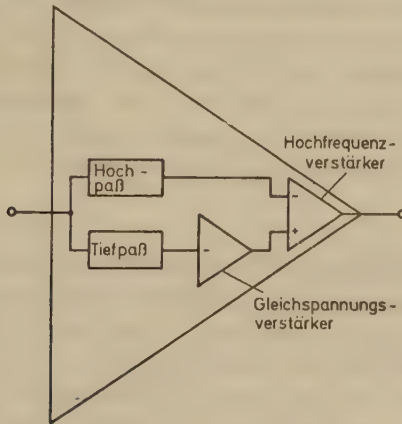


Abb. 5.5 Innerer Aufbau des Eingangsverstärkers

über den Hochpaß direkt in den Hochfrequenzverstärker. Tiefe Frequenzen werden zunächst im Gleichspannungsverstärker verstärkt, bevor sie dann auch über den HF-Verstärker zum Ausgang gelangen. Der Tiefpaß hält steile Flanken, die eine Übersteuerung der Anstiegsgeschwindigkeit (slope overload) bewirken würden, von dem Gleichspannungsverstärker fern. Der Hochpaß hält eventuell vorhandene Eingangsströme des Hochfrequenzverstärkers vom Summationspunkt fern. Wichtig ist, daß die Leerlaufverstärkung des ganzen Verstärkers für keine Frequenz $0 \leq f \leq 5 \text{ MHz}$ unter 200 sinkt. Deshalb darf bei keiner Frequenz der Hoch- und Tiefpaß gleichzeitig sperren, sondern die Grenzfrequenz des Hochpasses muß kleiner sein als die des Tiefpasses.

Damit bei der Gegenkopplung des Verstärkers keine Instabilität auftritt, darf er nur einen einzigen dominierenden Pol besitzen für alle Frequenzen, für die $k \cdot v > 1$ ist. Alle übrigen Polfrequenzen müssen groß gegenüber 200 MHz sein. Wenn man nun z. B. zwei Verstärkerstufen mit einer Verstärkung von je 15 vorsieht, um die benötigte Spannungsverstärkung von 200 zu erreichen, müßte einer der beiden Verstärker bis über 200 MHz eine konstante Verstärkung besitzen, also ein Verstärkungs-Bandbreiteprodukt von über $15 \cdot 200 \text{ MHz} = 3 \text{ GHz}$. Daher erscheint es einfacher, die ganze benötigte Spannungsverstärkung mit einer einzigen Verstärkerstufe zu verwirklichen. Wo deren Grenzfrequenz liegt ist dann gleichgültig, wichtig ist nur, daß die Verstärkung bei 5 MHz noch 200 beträgt.

Diese Verstärkerstufe wird in Basisschaltung aufgebaut, weil sich dann bei gegebener Transitfrequenz der Transistoren die größte Bandbreite erreichen läßt. Wegen des niedrigen Eingangswiderstandes muß ein Impedanzwandler vorgeschaltet werden. Der Arbeitswiderstand der Verstärkerstufe muß hochohmig sein, damit sich eine hohe Spannungsverstärkung ergibt. Um trotzdem niederohmige Verbraucher anschließen zu können, ist auch am Ausgang ein Impedanzwandler notwendig. So ergibt sich das Blockschaltbild des Hochfrequenzverstärkers in Abb. 5.6. Wie die Schaltung im Prinzip realisiert wurde,

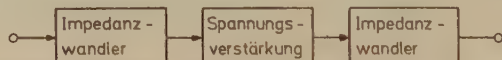


Abb. 5.6 Blockschaltbild des Hochfrequenzverstärkers

zeigt Abb. 5.7. Die Transistoren T_3 und T_4 bewirken die Spannungsverstärkung. Sie arbeiten in Basisschaltung. Der eine Transistor ist jeweils der Arbeitswiderstand für den anderen. Der Impedanzwandler am Ausgang wird durch einen komplementären Emitterfolger (T_5, T_6) gebildet, der bei beliebiger Polarität große Ausgangsströme liefern kann. Die Eingangsstufe (T_1, T_2)

ist in Gegentaktschaltung ausgebildet, um die Verstärkerstufe symmetrisch anzusteuern. Dadurch läßt sich an den Kollektoren von T_3 und T_4 ein besonders hoher Stromhub erreichen, der es gestattet, vorhandene Kapazitäten schnell umzuladen. Die Eingangstransistoren bilden zusammen mit den Transistoren der zweiten Stufe je eine Kaskode-Schaltung. Sie besitzen daher sehr gutes Hochfrequenzverhalten. Der dominierende Pol der Schaltung ergibt sich an den Kollektoren von T_3 und T_4 , weil dies der Punkt im Signalpfad ist, der den höchsten Innenwider-

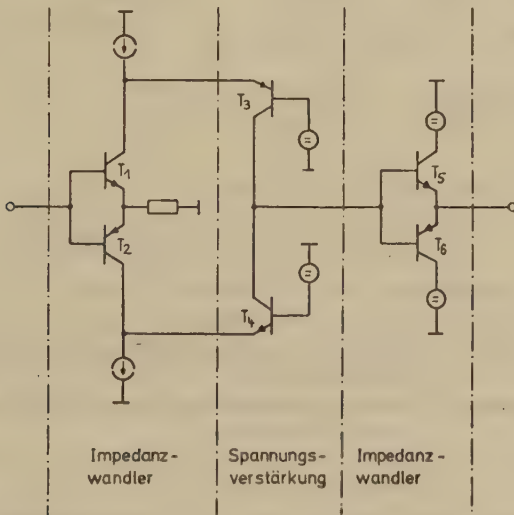


Abb. 5.7 Prinzipieller Aufbau des Hochfrequenzverstärkers

stand besitzt. Zusammen mit den dort wirkenden Transistor- und Schaltkapazitäten ergibt sich ein Tiefpaß erster Ordnung, dessen Grenzfrequenz mit 500 kHz gemessen wurde. Bis zu dieser Frequenz besitzt der Hochfrequenzverstärker einen Verstärkungsfaktor von 2000. Somit wurde das benötigte Verstärkungs-Bandbreiteprodukt von 1 GHz erreicht. Abb. 5.8 gibt einen Überblick über den Frequenzgang der Spannungsverstärkung, gemessen an der vollständigen Schaltung. Man erkennt das Ansteigen der Leerlaufverstärkung unterhalb von 20 kHz aufgrund des vorhandenen Gleichspannungsverstärkers. Um das geforderte Hochfre-

quenzverhalten (gestrichelt eingezeichnet) zu erreichen, wäre er nicht notwendig gewesen. Er dient vielmehr zur Stabilisierung der Gleichspannungsdaten.

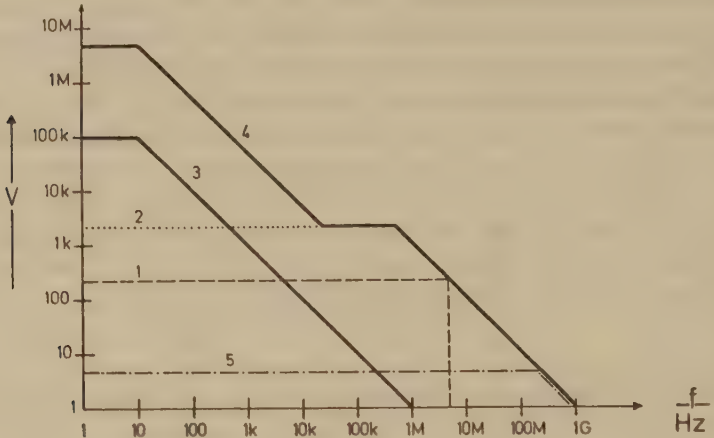


Abb. 5.8 Frequenzgang des Eingangsverstärkers

Kurve 1: Minimal erforderliche Verstärkung

Kurve 2: Spannungsverstärkung des Hochfrequenzverstärkers

Kurve 3: Spannungsverstärkung des Gleichspannungsverstärkers

Kurve 4: Leerlaufverstärkung des resultierenden Eingangsverstärkers

Kurve 5: Spannungsverstärkung des gegengekoppelten Eingangsverstärkers

5.2 Der DPCM-Coder

Der prinzipielle Aufbau des DPCM-Coders wurde schon in Abb. 4.13 dargestellt. Abb. 5.9 zeigt noch einmal das Blockschaltbild. Der Subtrahierer am Eingang bildet die Differenz zwischen dem aktuellen Wert X , der vom AD-Wandler kommt, und dem Vorhersagewert $\hat{X}$, der im Fall der DPCM gleich dem zuletzt übertragenen Wert ist. Die PCM-Worte am Eingang besitzen - wie im vorher-

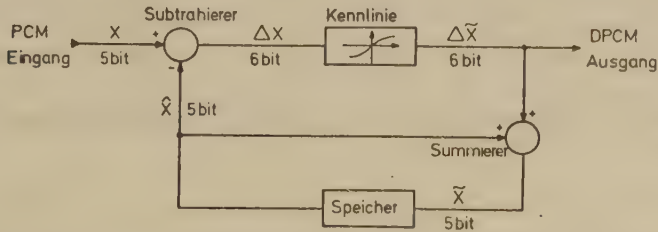


Abb. 5.9 Blockschaltbild des DPCM-Coders

gehenden Abschnitt beschrieben - 5 bit je Abtastwert dual codiert, sie umfassen also den Zahlenbereich von 0 bis 31, dasselbe gilt für die Vorhersagewerte $\hat{X}$. Daher können sich Differenzen

$$\Delta X = X - \hat{X} \quad (5.1)$$

zwischen ± 31 einschließlich der Null ergeben. Das Differenzsignal besitzt demnach eine Wortlänge von 6 bit.

Die anschließende Kompondierung ordnet jeweils einem ganzen Zahlenbereich von ΔX einen Repräsentativwert $\tilde{\Delta X}$ zu:

$$\tilde{\Delta X} = \Delta X + \epsilon \quad (5.2)$$

ϵ beschreibt dabei die Nichtlinearität der Kompondierung. Die Kompondierungskennlinie muß zum Nullpunkt symmetrisch sein, weil das Auge auf Intensitätserhöhungen genauer reagiert als auf Intensitätsverminderungen. Wenn aber nur der Betrag von ΔX in die Kompondierung eingeht, benötigt man nur den posi-

tiven Ast der Kommandierungskennlinie. Voraussetzung ist allerdings, daß negative Werte von ΔX als Betrag und Vorzeichen dargestellt werden und nicht etwa im Zweierkomplement. Damit die kommandierten Differenzen $\Delta \tilde{X}$ in der nachfolgenden Summation auf einfache Weise verarbeitet werden können, ist es notwendig, daß sie auch im Dualcode dargestellt sind, auch wenn einige Codeworte nicht auftreten können.

Der Summierer bildet die Summe aus dem Vorhersagewert $\hat{X}$ und dem zur Übertragung anstehenden Wert $\Delta \tilde{X}$. Sie hat den Wert

$$\tilde{X} = \hat{X} + \Delta \tilde{X} \quad (5.3)$$

Setzt man die Gleichungen (5.1) und (5.2) in (5.3) ein, ergibt sich

$$\tilde{X} = \hat{X} + \Delta X + \epsilon = \hat{X} + X - \hat{X} + \epsilon = X + \epsilon \quad (5.4)$$

Am Ausgang des Summierers ergibt sich demnach der Eingangswert X modifiziert um den Fehler der nichtlinearen Kennlinie. Gegen diesen Wert vergleicht der Substrahierer den nächsten Abtastwert und der entstandene Fehler wird bei der Differenzbildung berücksichtigt. Bei linearer Kennlinie ist $\epsilon = 0$; in diesem Fall verschwindet der Fehler. Der Speicher kann dann am PCM-Eingang angeschlossen werden und der Summierer entfällt.

In einem normalen DPCM-System wird in jedem Abtastaugenblick eine Differenz $\Delta \tilde{X}$ übertragen und gleichzeitig der entsprechende Wert $\tilde{X}$ in den Speicher eingeschrieben. Im MPZ-System wird nur dann eine Differenz übertragen, wenn sie den Vorrang vor den anderen bekommen hat. Der Speicher darf daher nur dann einen neuen Wert $\tilde{X}$ übernehmen, wenn die zugehörige Differenz $\Delta \tilde{X}$ übertragen wird. Dann ist in jedem Fall sichergestellt, daß der Speicher den jeweils zuletzt übertragenen Wert enthält. Gegen diesen Wert wird dann bei der Differenzbildung verglichen, gleichgültig wieviele Abtastzeitpunkte er schon zurückliegt.

5.2.1 Der Subtrahierer

Um die notwendige Subtraktion am Eingang des DPCM-Coders mit käuflichen integrierten Schaltungen realisieren zu können, ist es sinnvoll, die Subtraktion auf eine Addition zurückzuführen. Dazu kann man die Beziehung

$$D = X - Y = [X + (K - Y)] - K$$

heranziehen; darin ist K eine Konstante. Man muß also zunächst $K - Y$ berechnen, dann die Addition durchführen und zuletzt K abziehen. Für bestimmte Werte von K ist es möglich, den Ausdruck $K - Y$ und die Subtraktion von K ohne Zuhilfenahme eines Subtrahierers durchzuführen. Ist Y eine n -stellige Dualzahl

$$Y_n = y_{n-1} 2^{n-1} + y_{n-2} 2^{n-2} + \dots + y_0 2^0,$$

ist dies für $K_n^{(2)} = 2^n$ und $K_n^{(1)} = 2^n - 1$ der Fall. Im ersten Fall bezeichnet man den Ausdruck $K - Y$ als das Zweierkomplement $Y^{(2)}$ von Y , im zweiten als das Einerkomplement $Y^{(1)}$.

Das Einerkomplement läßt sich sehr leicht berechnen:

$$\begin{aligned} K_n^{(1)} &= 2^n - 1 = 1 \cdot 2^{n-1} + 1 \cdot 2^{n-2} + \dots + 1 \cdot 2^0 \\ Y_n &= y_{n-1} 2^{n-1} + y_{n-2} 2^{n-2} + \dots + y_0 2^0 \end{aligned}$$

$$Y_n^{(1)} = K_n^{(1)} - Y_n = \bar{y}_{n-1} 2^{n-1} + \bar{y}_{n-2} 2^{n-2} + \dots + \bar{y}_0 2^0$$

Es ergibt sich also offensichtlich durch Negation aller Koeffizienten y_i . Das Zweierkomplement ergibt sich aus dem Einerkomplement durch Addition von 1:

$$Y_n^{(2)} = K_n^{(2)} - Y_n = 2^n - Y_n = (2^n - 1) - Y_n + 1 = Y_n^{(1)} + 1$$

Die Durchführung der Addition $S = X + (K - Y)$ geschieht wie beabsichtigt mit einem normalen Addierwerk. Anschließend muß

die Konstante K subtrahiert werden. Für $K_n^{(2)} = 2^n$ ist dies besonders einfach:

$$S_n = s_n \cdot 2^n + s_{n-1} \cdot 2^{n-1} + s_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + s_0 \cdot 2^0$$

$$K_n^{(2)} = 2^n = 1 \cdot 2^n + 0 \cdot 2^{n-1} + 0 \cdot 2^{n-2} + \dots + 0 \cdot 2^0$$

$$S_n - K_n^{(2)} = \bar{s}_n \cdot 2^n + s_{n-1} \cdot 2^{n-1} + s_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + s_0 \cdot 2^0$$

Man muß also lediglich die höchste Stelle von S - die Übertragstelle - negieren. Bei der Rechnung im Einerkomplement muß man $K_n^{(1)} = 2^n - 1$ subtrahieren. Das geschieht am einfachsten dadurch, daß man zunächst 2^n durch Negation von s_n subtrahiert und anschließend 1 addiert.

Man sieht, daß folgende Operationen notwendig sind, gleichgültig ob man im Einer- oder Zweierkomplement rechnet:

Negation von Y_n

Addition von X_n

Addition von 1

Negation der Übertragstelle.

Da es sich bei der Addition um eine lineare Operation handelt, ist es gleichgültig, in welcher Phase die Addition von 1 durchgeführt wird. Die Schaltung wird besonders einfach, wenn man in beiden Fällen die Addition von X_n , dem Komplement von Y_n und von 1 gemeinsam mit einem Rechenwerk durchführt. Abb. 5.10 zeigt die entsprechende Schaltung für fünfstellige Dualzahlen. Die Zahl X_5 gelangt direkt in die fünf Volladdierer VA_0 bis VA_4 . Die Koeffizienten der Zahl Y werden in den Gattern G_0 bis G_4 negiert und gelangen dann auch in das Addierwerk. Die Addition von 1 übernimmt der Übertrags-Eingang der 2^0 -Stelle. Das Gatter G_5 negiert die Überlaufstelle. Die Ausgänge d_0 bis d_4 sind dann die Koeffizienten der gesuchten Differenz D.

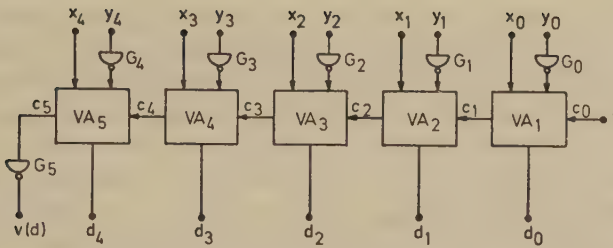


Abb. 5.10 Paralleles Subtrahierwerk für zwei fünfstellige Dualzahlen: $D = X - Y$

Die Funktionsweise des Subtrahierwerks soll noch an zwei Zahlenbeispielen erläutert werden. Die Subtraktion von $X = 28$ und $Y = 9$ geschieht in folgenden Stufen:

Stelle	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
$Y = 9$		0	1	0	0	1
Y negiert		1	0	1	1	0
$X = 28$		1	1	1	0	0
$+ 1$		0	0	0	0	1
Addition	1	1	0	0	1	1
C_5 negiert	0	1	0	0	1	1
$D = X - Y =$						19

Man sieht, daß sich das richtige Ergebnis ergibt. Vertauscht man die Werte von X und Y , muß sich als Ergebnis

$$D = X - Y = 9 - 28 = -19$$

ergeben:

Stelle	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
$Y = 28$		1	1	1	0	0
Y negiert		0	0	0	1	1
$X = 28$		0	1	0	0	1
$+ 1$		0	0	0	0	1
Addition	0	0	1	1	0	1
C_5 negiert	1	0	1	1	0	1
$D = X - Y =$						-19

In diesem Fall ergibt sich das Ergebnis also nicht nach Betrag und Vorzeichen, sondern als Zweierkomplement von D. Die 1 in der Überlaufstelle charakterisiert den negativen Übertrag von -32. Wie schon beschrieben, ist es für die Realisierung der Kompandierungskennlinie vorteilhaft, wenn die Differenz als Betrag und Vorzeichen vorliegt. Daher ist es notwendig, bei negativen Differenzen das Zweierkomplement des Ergebnisses zu bilden. Dazu muß man dann alle Stellen der Differenz D negieren und 1 addieren. Abb. 5.11 zeigt die entsprechende Schal-

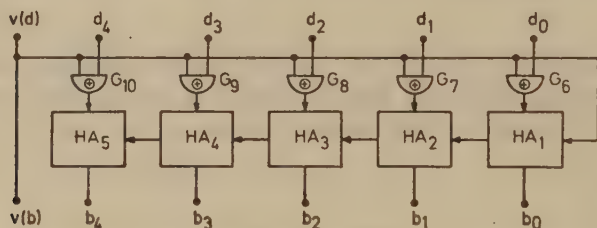


Abb. 5.11 Schaltung zur vorzeichenabhängigen Bildung des Zweierkomplements von D

tung. Bei negativem Vorzeichen ($v(d) = 1$) negieren die EXKLUSIV-ODER-Gatter alle Eingänge d_0 bis d_4 und das anschließende Addierwerk aus fünf Halbaddierern addiert eine 1 dazu. Bei positivem Vorzeichen ($v(d) = 0$) verändert die Schaltung die Differenz nicht. Sie hat also folgende Funktionsweise:

$$B = \begin{cases} D & v(d) = 0 \\ D^{(2)} & v(d) = 1 \end{cases} \quad \text{für}$$

Wenn man den Komplementierer in Abb. 5.11 an den Ausgängen des Subtrahierers in Abb. 5.10 anschließt, erhält man also wie gewünscht die Differenz nach Betrag und Vorzeichen.

Man sieht, daß im ganzen zwei fünfstellige Rechenwerke benötigt werden, von denen das eine nichts weiter leistet als bei negativem Vorzeichen eine 1 zu addieren. Daher lag der Gedanke na-

he, zu versuchen, diese Aufgabe dem Addierwerk in Abb. 5.10 zusätzlich zu übertragen. Dabei vertauscht sich dann die Reihenfolge von Negation und Addition bei der Komplementierung. Die Folge ist, daß die Addition von 1 übergeht in eine Subtraktion von 1. Das läßt sich bei dem Subtrahierwerk in Abb. 5.10 ganz einfach dadurch erreichen, daß man bei negativem Vorzeichen ($v(d) = 1$) auf die sonst notwendige Addition von 1 in der niedrigsten Stelle verzichtet. Dazu braucht man lediglich

$$c_0 = \bar{v}(d) = c_5$$

zu machen, also den Übertragseingang der niedrigsten Stelle mit dem Übertragsausgang der höchsten Stelle zu verbinden; dies ist in Abb. 5.12 dargestellt.

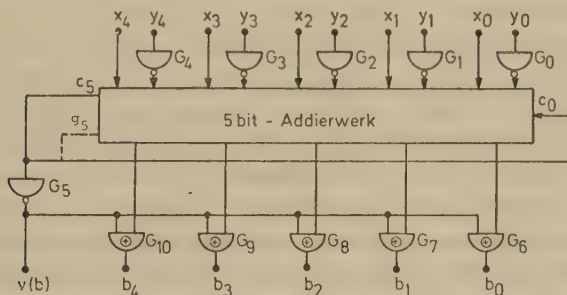


Abb. 5.12 Universeller 5 bit-Subtrahierer mit Darstellung des Ergebnisses $B = X - Y$ nach Betrag B und Vorzeichen $v(b)$

Die praktische Realisierung der Schaltung zeigte jedoch, daß mitunter falsche Ergebnisse auftreten. Es hat sich dann herausgestellt, daß es gefährlich ist, den Übertrag einfach in die niedrigste Stelle rückzukoppeln. Wenn nämlich bei jedem Volladdierer in Abb. 5.10 an einem Eingang eine 1 anliegt, wird $c_5 = c_0$. Das bedeutet, es liegt in diesem Fall eine mitgekoppelte Schaltung vor; das Addierwerk wird also zum Flip-Flop. Welcher Zustand sich für den Übertrag einstellt, hängt dann ganz von der Vorgeschichte ab. Man sieht, daß der verwendete Übertrag für die vorzeichenabhängige Addition von 1 ungeeignet ist.

Wenn man das Zustandekommen des Übertrags in einem beliebigen Addierwerk genauer untersucht, läßt sich zeigen, daß er sich immer in der Form

$$c_n = c_o p_n + g_n$$

darstellen läßt. Darin ist $p_n(X,Y)$ eine Variable, die angibt, ob ein Übertrag in die niedrigste Stelle sich auf den höchsten Übertrag auswirkt. Die Variable $g_n(X,Y)$ wird 1, wenn aufgrund der Variablen X und Y ein Übertrag entsteht. Wenn man diese Variable allein zur vorzeichenabhängigen Addition von 1 in der niedrigsten Stelle verwendet, ist eine Rückkopplung unmöglich, da g_n nicht von c_o abhängt.

Schnelle Rechenwerke mit paralleler Übertragslogik, die im DPCM-Coder aus Geschwindigkeitsgründen notwendig sind, besitzen von Hause aus einen p_n und g_n Ausgang, um die parallele Übertragslogik erweitern zu können. Daher ließ sich der im Subtrahierwerk beobachtete Fehler einfach dadurch beheben, daß c_o an g_5 und nicht an c_5 angeschlossen wurde. Diese Modifikation ist in Abb. 5.12 gestrichelt eingezeichnet. Die übrigen Schaltungen, die den Übertrag benötigen, müssen natürlich nach wie vor an c_5 angeschlossen werden, weil für sie der Übertrag c_o von Bedeutung ist.

Das Kernstück des Subtrahierers in Abb. 5.12 ist das 5-bit Addierwerk. Seine Signal-Verzögerungszeit beträgt 7 ns für alle Ausgänge. Dies gilt auch für den Übertrag, der in einer parallelen Übertragslogik gebildet wird. Die größtmögliche Rechenzeit ergibt sich dadurch, daß zunächst 7 ns vergehen bis der Übertrag g_5 gebildet ist, und dieser Übertrag anschließend zu der Summe addiert werden muß. Dabei vergehen weitere 7 ns. Die NICHT-Gatter am Eingang und die EXKLUSIV-ODER-Gatter am Ausgang besitzen eine Durchlaufzeit von je 2 ns. Das Ergebnis ist daher spätestens nach 18 ns gültig.

5.2.2 Die Kompondierung

Die Aufgabe der Kompondierung besteht nach Abb. 5.9 darin, den auftretenden Differenzen am Eingang ΔX , die zwischen 0 und 31 liegen können, fest verabredete Werte am Ausgang $\Delta \tilde{X}$ zuzuordnen (siehe Abb. 5.13). Dabei soll die Zahl der benötigten

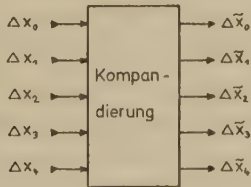


Abb. 5.13 Signaleingänge und -ausgänge der Kompondierung

nachrichtensymbole am Ausgang möglichst klein werden. Die Grenze wird dabei dadurch gegeben, daß der Betrachter störende Qualitätseinbußen erkennt. Es ergeben sich hauptsächlich sechs Gesichtspunkte für die Wahl der Kompondierungskennlinie:

1. Es muß ein Codewort für die Differenz 1 existieren. Würde eine 1 der 0 gleichgesetzt, könnten die kleinsten Intensitätsänderungen nicht übertragen werden. Das wäre gleichbedeutend mit einer Halbierung der Stufenzahl im AD-Wandler. Sie wurde aber schon so gering gewählt, daß gerade noch keine störenden Konturen auftreten. Darüber hinaus könnte das System dann je nach Anfangswert nicht mehr jeden beliebigen Endzustand erreichen. Das führt in der Praxis zu einem großflächigen Flimmern des Bildes.
2. Bei einem starken Intensitätswechsel im Bild treten große Differenzen ΔX auf. Fehlen in der Kompondierungskennlinie Codeworte für die Darstellung großer Differenzen, werden stattdessen - dank der Fehlerrückkopplung - mehrere kleine Differenzen übertragen. Das führt zwar nicht zu einem permanenten Fehler, sondern bewirkt eine Kantenunschärfe (slope overload). Wie sie zustandekommt, ist in Abb. 5.14 veranschaulicht.

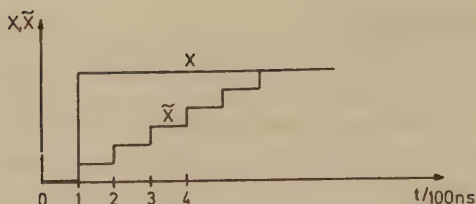


Abb. 5.14 Sprungantwort bei "slope overload". Die Größen ΔX und $\Delta \tilde{X}$ sind in Abb. 5.9 erklärt.

3. Wenn andererseits nicht genügend Codeworte für kleine Differenzen vorhanden sind, gibt es längere Einschwingvorgänge. Dann hängt die Symbolfolge, mit der eine große Differenz übertragen wird, stark von der Vorgeschichte ab. Die Kurven $\tilde{X}$ und $\tilde{X}'$ in Abb. 5.15 sind ein Beispiel dafür. Dies wirkt im Bild wie eine zeitlich schwankende örtliche Verschiebung der Konturen und wird daher als Kantenunruhe (edge business) bezeichnet.

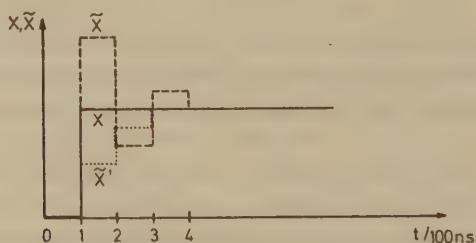


Abb. 5.15 Zustandekommen des Kanten-Flimmerns

4. Je nach Wahl des Symbolalphabets können Instabilitäten auftreten, die nach einmaliger Anregung zu stationären Schwingungen im Fehlerrückkopplungskreis führen. Dies ist in Abb. 5.16 veranschaulicht. Das Stabilitätskriterium lautet [18] :

$$\Delta \tilde{X}_1 < 2 \Delta X_{i \min}$$

Darin sind $\Delta \tilde{X}_i$ die Codeworte der Kompandierungskennlinie und $\Delta X_{i \min}$ ist das kleinste Eingangssignal, bei dem das Codewort $\Delta \tilde{X}_i$ erzeugt wird. Ist das Stabilitätskriterium nicht erfüllt, wird der Codierungsfehler beim Auftreten der Differenz $\Delta X_{i \min}$ größer als $\Delta X_{i \min}$ selbst. Dadurch entsteht eine endlose Folge von Korrekturübertragungen.

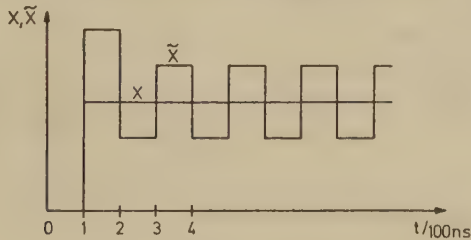


Abb. 5.16 Das Auftreten stationärer Schwingungen

5. Bei jeder Differenz am Eingang zwischen 0 und 31 soll die Zahl der Korrekturübertragungen, die notwendig sind, um sie mit dem gegebenen Symbolalphabet voll abzuarbeiten, möglichst gering sein. Das ist beim MPZ-Verfahren besonders wichtig, weil sonst ein beträchtlicher zusätzlicher Übertragungsbedarf allein aufgrund der Kompandierung entsteht. Daher ist - neben der Stabilität - auch eine gute Dämpfung des Systems von Bedeutung.
6. Um das gewählte Symbolalphabet effizient codieren zu können, ist es notwendig, daß die Zahl der verschiedenen Codeworte eine Zweierpotenz ist, also insbesondere 2, 4, 8 oder 16. Dabei braucht kein Codewort für die Übertragung der Differenz Null reserviert zu werden, denn währenddessen werden ja die Differenzen anderer Bilder übertragen.

Zusammenfassend folgt daraus, daß die Fehler, die aufgrund der Kompandierung entstehen, umso ausgeprägter sind, je kleiner das Symbolalphabet ist. Andererseits wird der Reduktionsfaktor, der sich mit der Kompandierung erreichen läßt, umso geringer, je größer das Symbolalphabet ist.

Aufgrund dieser Gesichtspunkte erschien die in Abb. 5.17 dargestellte Kennlinie als ein besonders günstiger Kompromiß. Es wurden vier Codeworte gewählt: 1, 3, 7 und 15, und sie wurden

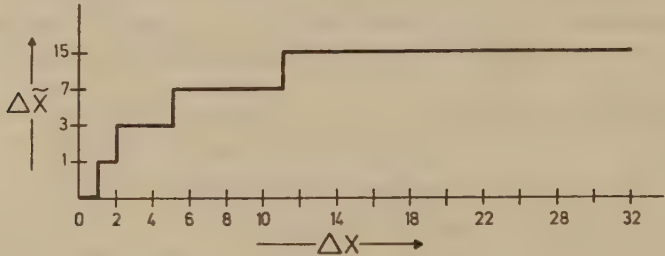


Abb. 5.17 Kompondierungskennlinie

den Differenzen am Eingang folgendermaßen zugeordnet:

Differenz am Eingang ΔX	Differenz am Ausgang $\Delta \tilde{X}$
0	0
1	1
2 - 4	3
5 - 10	7
11 - 31	15

Die Tabelle in Abb. 5.18 zeigt, welche Symbolfolge notwendig ist, um einen gegebenen Wert zwischen 0 und 31 zu übertragen. Man erkennt, daß bei den sehr häufig auftretenden Differenzen zwischen 0 und 4 höchstens eine Korrekturübertragung notwendig wird. Bei größeren Differenzen können zwar bis zu vier Übertragungen notwendig werden, aber sie treten nach Abb. 3.8 sehr selten auf. Mit dem Codewort 15 werden große Differenzen schnell übertragen, so daß die Kantenunschärfe gering bleibt. Die Codeworte 1 und 3 sorgen für eine gute Dämpfung der Fehlerückkopplungsschleife: Die Größe der Korrekturübertragungen nimmt jeweils rasch ab.

Um mit den Werten am Ausgang der Kompondierung in einer linearen Arithmetik rechnen zu können, müssen sie - wie die Differenzen

am Eingang - im Dualcode dargestellt sein. Die Kompondierung stellt demnach eine Schaltung dar, die jedem 5 bit-Wort am Eingang ΔX ein 5 bit-Wort am Ausgang $\Delta \tilde{X}$ zuordnet (Abb. 5.13).

Differenz	Übertragungsfolge				Anzahl der Übertragungen
	1.	2.	3.	4. Übertr.	
0					0
1	+1				1
2	+3	-1			2
3	+3				1
4	+3	+1			2
5	+7	-3	+1		3
6	+7	-1			2
7	+7				1
8	+7	+1			2
9	+7	+3	-1		3
10	+7	+3			2
11	+15	-3	-1		3
12	+15	-3			2
13	+15	-3	+1		3
14	+15	-1			2
15	+15				1
16	+15	+1			2
17	+15	+3	-1		3
18	+15	+3			2
19	+15	+3	+1		3
20	+15	+7	-3	+1	4
21	+15	+7	-1		3
22	+15	+7			2
23	+15	+7	+1		3
24	+15	+7	+3	-1	4
25	+15	+7	+3		3
26	+15	+15	-3	-1	4
27	+15	+15	-3		3
28	+15	+15	-3	+1	4
29	+15	+15	-1		3
30	+15	+15			2
31	+15	+15	+1		3

Abb. 5.18 DPCM-Übertragung mit Kompondierung und Fehlerrückkopplung

Eine derartige Tabelle würde man am einfachsten in einem permanenten Speicher (read only memory, ROM) abspeichern. Die schnellsten zur Zeit erhältlichen ROM's besitzen jedoch eine Zugriffszeit von 17 ns. Daher schien eine Realisierung der benötigten Funktionen mit logischen Schaltungen (Gattern) bezüglich der Geschwindigkeit vorteilhaft zu sein. Es läßt sich nämlich zeigen, daß sich eine beliebige logische Funktion $F(x_1, x_2 \dots x_n)$ immer in der Form

$$F(x_1, x_2 \dots x_n) = x_1 x_2 \dots x_n + \bar{x}_1 x_2 \dots x_n + \dots + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \dots \bar{x}_n$$

darstellen läßt [19]. Das bedeutet aber, daß sie sich in maxi-

mal 3 Gatterlaufzeiten bilden läßt: Im ersten Schritt werden alle benötigten Negationen gebildet, dann alle Konjunktionen und zuletzt die Disjunktion. Bei einer Gatterlaufzeit von 2 ns läßt sich demnach jede Funktion F in 6 ns berechnen, also in etwa einem Drittel der Zeit, die ein ROM benötigen würde. Stellt man die Wahrheitstafel auf und minimisiert die Booleschen Funktionen, ergeben sich die Ausgangswerte wie folgt:

$$\begin{aligned}\Delta \tilde{x}_0 &= \Delta x_0 + \Delta x_1 + \Delta x_2 + \Delta x_3 + \Delta x_4 \\ \Delta \tilde{x}_1 &= \Delta x_1 + \Delta x_2 + \Delta x_3 + \Delta x_4 \\ \Delta \tilde{x}_2 &= \Delta x_0 \Delta x_2 + \Delta x_1 \Delta x_2 + \Delta x_3 + \Delta x_4 \\ \Delta \tilde{x}_3 &= \Delta x_0 \Delta x_1 \Delta x_3 + \Delta x_2 \Delta x_3 + \Delta x_4 \\ \Delta \tilde{x}_4 &= 0\end{aligned}$$

Die Richtigkeit der Funktion $\Delta \tilde{x}_0$ läßt sich leicht verifizieren: Die Dualzahlen aller Codeworte 1, 3, 7, 15 besitzen eine 1 in der 2^0 -Stelle. Daher muß bei allen Differenzen $\Delta x > 0$ die Funktion $\Delta \tilde{x}_0 = 1$ sein. Dies wird durch die Disjunktion aller Δx_i erreicht. Wie man sieht, treten in den Funktionen $\Delta \tilde{x}_0 \dots \Delta \tilde{x}_4$ keine Negationen auf. Dadurch ließ sich eine Gatterlaufzeit einsparen. Eine weitere Gatterlaufzeit ließ sich bei der Bildung der Disjunktion einsparen, da in ECL-Technik eine "wired OR" Verknüpfung, also die Parallelschaltung von Ausgängen, zulässig ist. So ergab sich eine Schaltung mit nur 2 ns Verzögerungszeit.

5.2.3 Summation und Speicher

Die Summation und der Speicher des DPCM-Coders (Abb. 5.9) bilden einen digitalen Integrator. Er ist in Abb. 5.19 nochmals dargestellt. Der i-te Prädiktionswert $\hat{x}_i$ ergibt sich durch Aufsummieren aller zuvor aufgetretenen Differenzen $\Delta \tilde{x}$:

$$\hat{x}_i = \sum_{j=0}^{i-1} \Delta \tilde{x}_j$$

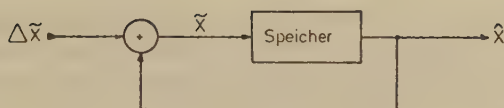


Abb. 5.19 Summation und Speicher im DPCM-Coder

Aufgrund der Kompandierung liegen die möglichen Werte von $\Delta \tilde{x}$ zwischen ± 15 . Da das PCM-Signal x am Eingang des DPCM-Coders hier nur positive Werte annehmen kann:

$$0 \leq x \leq 31$$

sind auch für den Prädiktionswert $\hat{x}$ nur Werte in diesem Bereich sinnvoll. Daher muß das Addierwerk eine Begrenzungslogik besitzen, die bei Bereichsüberschreitung den Wert $\tilde{x}$ auf 0 bzw. 31 festhält. Abb. 5.20 zeigt den Ausgang des Addierwerks mit und ohne Begrenzung in Abhängigkeit von der Summe der Eingangsgrößen. Durch die Sättigungscharakteristik wird dann gleichzeitig sichergestellt, daß keine Schwingungen im DPCM-Coder bei Übersteuerung des Addierwerks auftreten.

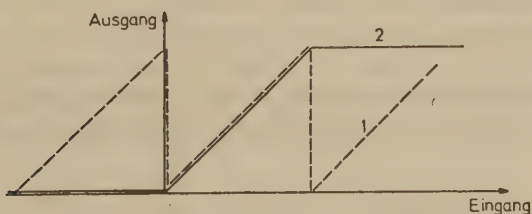


Abb. 5.20 Wirkungsweise des Addierwerks ohne Begrenzung (Kurve 1) und mit Begrenzung (Kurve 2)

Die eine Eingangsvariable des Addierwerks $\hat{x}$ ist immer positiv; dagegen kann die Differenz $\Delta \tilde{x}$ beliebiges Vorzeichen besitzen. Daher muß das Rechenwerk abhängig vom Vorzeichen von $\Delta \tilde{x}$ eine Addition bzw. eine Subtraktion durchführen. Dabei ist es günstig - wie schon in Abschnitt 5.2.1 beschrieben -, die Subtraktion auf eine Addition zurückzuführen. Dazu bil-

det man bei negativem Vorzeichen das Zweierkomplement von $\Delta \tilde{X}$ (mit der Schaltung in Abb. 5.11) und führt dann die Addition aus. Die dabei notwendige Addition von 1 kann das Addierwerk mit übernehmen.

Die Begrenzungslogik erhält ihre Informationen aus dem Übertrag des Rechenwerks und dem Vorzeichen. Sie setzt die Zahl $\tilde{X}$ bei positivem Übertrag auf 31 und bei negativem auf 0.

Der anschließende Speicher übernimmt den Wert $\tilde{X}$ im Augenblick des Systemtaktes, aber jeweils nur dann, wenn die betreffende Quelle die Prioritätszuteilung erhalten hat. Damit der Speicher die Daten übernehmen kann, müssen sie mindestens 2 ns vor dem Takt angelegen haben. Zusammen mit der Laufzeit des Addierwerkes von 7 ns und der Begrenzungslogik von 4 ns ergibt sich also für den Integrator eine Laufzeit von 13 ns. Damit läßt sich die Rechenzeit des ganzen DPCM-Coders angeben:

Subtrahierwerk	18 ns
Kommandierung	2 ns
Integrator	13 ns
DPCM-Coder	33 ns

Wie man sieht, reicht die zur Verfügung stehende Zeit von 100 ns bei weitem aus, um alle Operationen im DPCM-Coder durchzuführen.

5.3 Die Kanalcodierung

Die Aufgabe der Kanalcodierung besteht nach Abb. 4.13 darin, die vom DPCM-Coder kommenden Daten in eine an den Übertragungskanal angepasste Form umzuwandeln. Am Ausgang des DPCM-Coders können aufgrund der Kompondierung nur die Differenzen $0, \pm 1, \pm 3, \pm 7$ und ± 15 auftreten. Sie sind nach Betrag und Vorzeichen getrennt im Dualcode dargestellt. Abgesehen von der 0, die nicht übertragen wird, müssen 8 Codeworte - also 3 bit - für die Übertragung der Differenz vorgesehen werden. Außerdem muß der Codierer noch 2 bit hinzufügen, die die Adresse der jeweiligen Quelle enthalten. So ergibt sich für die Übertragung ein 5 bit-Wort mit folgendem Aufbau:

Adresse	Vorzeichen	Betrag
2 bit	1 bit	2 bit

In jedem Abtast Augenblick soll ein solches Wort in paralleler Form zum Empfänger übertragen werden. Dabei darf jeweils nur die Quelle ein Wort senden, die von der Prioritätszuteilung ausgewählt wurde; die übrigen drei müssen unterdrückt werden. Dazu benötigt man einen Multiplexer, der von der Prioritätszuteilung gesteuert wird. Abb. 5.21 zeigt das Prinzip. Die fünfpoligen Schalter $S_1 \dots S_4$ verbinden den Übertragungskanal mit dem ausgewählten Kanalcodierer. Ein Nachteil dieser Me-

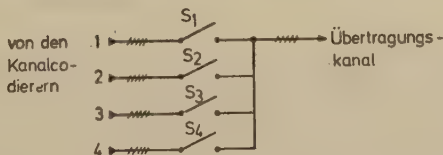


Abb. 5.21 Aufbau des Multiplexers. Die Querstriche geben an, wievielladrig die Leitungen sind.

thode ist, daß im Multiplexer sehr viele Signalleitungen zusammenkommen: fünf von jedem der vier Kanalcodierer und fünf abgehende zum Übertragungskanal. Daher ist es auch hier günstig, den

Multiplexer zu dezentralisieren und die Schalter $S_1 \dots S_4$ den jeweiligen Kanalcodierern zuzuordnen. Dann lassen sich ihre Ausgänge parallel schalten und direkt mit dem Übertragungskanal verbinden. Auf diese Weise bekommen die Ausgänge der Kanalcodierer "Three-State"-Charakteristik: Wenn ein Kanalcodierer von der Prioritätszuteilung aktiviert wird, liegt an seinen fünf Ausgangsleitungen eine bestimmte Kombination von logischen Zuständen, die 0 oder 1 sein können. Die nicht aktivierten Kanalcodierer besitzen einen dritten, indifferenten Ausgangszustand, in dem sie keinen Einfluß auf ein von außen angelegtes Signal nehmen.

Die fünf Signalleitungen des Übertragungskanals sollen - wegen der in Abschnitt 5 beschriebenen Vorteile - auch als twisted-pair-Leitungen ausgeführt werden. Um auch in diesem Fall einen three-state-Betrieb zu ermöglichen, ist es notwendig, bei allen inaktiven Leitungstreibern beide Ausgänge auf 0 zu setzen. Da bei ECL-Schaltungen die logische 1 (in positiver Logik) dominiert, bestimmt dann ausschließlich der aktivierte Leitungstreiber mit seinem komplementären Ausgängen die Information in der twisted-pair-Leitung. Folgende Zustände sind möglich:

Leitungszustände		Bedeutung
0	0	indifferent
0	1	logische 0
1	0	logische 1

Dabei kann der Fall, daß beide Leitungen gleichzeitig 0 sind, im System nicht auftreten, da immer genau ein Kanalcodierer aktiviert wird, der einen komplementären Zustand an den Übertragungskanal legt. Der Übertragungskanal geht demnach nie in den indifferenten Zustand, sondern besitzt immer gültige Daten. Wie sich die Ansteuerschaltung für eine twisted-pair-Leitung in three-state-Technik realisieren läßt, ist in Abb. 5.22 am Beispiel des Vorzeichenbits v dargestellt. Das Gatter G_1 erzeugt das symmetrische Signal zur Ansteuerung der Leitung. Die folgenden UND-Gatter leiten es nur bei Zuteilung

($z = 1$) an die twisted-pair-Leitung weiter. Sonst tritt an beiden Ausgängen eine 0 auf und die entsprechende Schaltung in einem anderen Kanalcodierer bestimmt den Zustand in dem Übertragungskanal für das Vorzeichen.

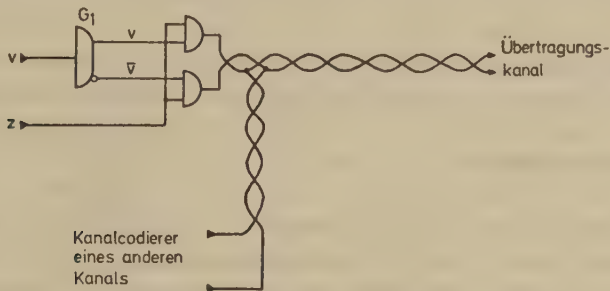


Abb. 5.22 Ansteuerschaltung für eine twisted-pair-Leitung in three-state-Technik.

v = Vorzeichen, z = Zuteilung

5.4 Die Bedarfsanmeldung

Die Aufgabe der momentanen Bedarfsanmeldung (MBA) in Abb. 4.13 besteht darin, in jedem Augenblick an die Zentraleinheit eine Information über die Dringlichkeit des zur Übertragung anstehenden Wertes abzugeben. Dabei muß die Dringlichkeit umso höher bewertet werden, je störender der sich ergebende Fehler im Fall einer Zurückweisung ist.

Es ist daher unmittelbar einleuchtend, daß (betragsmäßig) große Differenzen eine höhere Priorität erhalten müssen als kleine. Die Größe einer Differenz ist aber allein noch nicht maßgebend für die Dringlichkeit einer Übertragung, da das Auftreten einer Differenz je nach Vorgeschichte ganz verschiedene Ursachen haben kann:

1. Die Differenz rührt von einer Änderung des Bildsignals her. Solche Differenzen sollen im folgenden als Normaldifferenzen bezeichnet werden.

2. Die Differenz ist schon einen Abtastzeitpunkt früher entstanden, konnte aber nicht übertragen werden, weil eine andere Quelle den Vorrang bekommen hatte. Solche Differenzen sollen als Nachholddifferenzen bezeichnet werden.
3. Die Differenz stellt die Korrektur eines zuvor übertragenen Wertes dar; sie ist aufgrund der Kompandierung entstanden. Diese Differenzen sollen als Korrekturdifferenzen bezeichnet werden.

Die Übertragung von Nachholddifferenzen ist besonders wichtig, weil sonst Fehler über mehrere Abtastzeitpunkte hinweg auftreten. Dagegen ist die Übertragung von Korrekturdifferenzen nicht so dringend, weil die Kompandierungskennlinie gerade so gewählt wurde, daß die auftretenden Codierungsfehler nur wenig stören. Damit ergibt sich die folgende Prioritätsliste in Abb. 5.23. Dabei erschien es sinnvoll, bei jeder Art

Ursprung der Differenz	Betrag der Differenz	Priorität
Nachholddifferenz	{ groß }	hoch
	{ klein }	
Normaldifferenz	{ groß }	mittel
	{ klein }	
Korrekturdifferenz	{ groß }	niedrig
	{ klein }	

Abb. 5.23 Prioritätsliste

von Differenzen jeweils nur zwischen großen und kleinen zu unterscheiden, um die Zahl der benötigten Prioritätsklassen zu begrenzen. Die Differenzen 7 und 15 wurden als groß und entsprechend 1 und 3 als klein bezeichnet. Wenn die Differenz 0 vorliegt, darf keine Bedarfsanmeldung auftreten. In diesem Fall muß die Priorität Null an die Zentraleinheit übermittelt werden. Wegen der Kompandierung (Abschnitt 5.2.2) können außer den genannten Differenzen keine anderen auftreten.

Die Aufgabe der Bedarfsanmeldung besteht also darin, den Ursprung und die Größe der ankommenden Differenzen zu decodieren, daraus die entsprechende Prioritätsklasse zu ermitteln und sie in entsprechend codierter Form an die Zentraleinheit zu übermitteln. Wie die Nachhol- und Korrekturdifferenzen von den Normaldifferenzen unterschieden werden, soll im folgenden noch genauer beschrieben werden.

Um Korrektur- von Normaldifferenzen unterscheiden zu können, wurde ein sogenannter Änderungsdetektor vorgesehen. Der Änderungsdetektor besteht aus einem Register, das den letzten PCM-Wert speichert, und einem Komparator, der angibt, ob sich dieser Wert von dem aktuellen unterscheidet. Ist das nicht der Fall, liegt eine Korrekturdifferenz vor.

Eine Nachholdifferenz ergibt sich dann, wenn eine Normaldifferenz keine Bedarfszuteilung erhalten hat. In diesem Fall wird ein Speicher aktiviert, der erst dann wieder gelöscht wird, wenn eine Übertragung zustande gekommen ist.

Die übrigen Schaltungen der Bedarfsanmeldung wurden so ausgeführt, daß sich neben der in Abb. 5.23 angegebenen Prioritätsliste noch eine Reihe anderer Klassifizierungen einstellen lassen, um den günstigsten Fall ermitteln zu können.

5.5 Die Prioritätsdecodierung

Die Aufgabe der Zentraleinheit besteht darin, der Quelle mit dem dringlichsten Bedarf die Priorität zu erteilen. Dazu erhält die momentane Prioritätsdecodierung MPD (in Abb. 4.13) von der Bedarfsanmeldung jeder Quelle eine zweistellige Information über die Dringlichkeit der Übertragung (siehe Abb. 5.24). Sie kann die Prioritätsklassen: hoch, mittel, niedrig oder null annehmen. Dabei kommt es häufig vor, daß der Bedarf von mehreren Quellen gleich hoch ist. Für die Prioritätszuteilung kommen aber nur die Quellen in die engere Wahl, die sich in der höchsten belegten Prioritätsklasse befinden.

Die Aufgabe der Prioritätsdecodierung besteht darin, die Adressen dieser Quellen an die Prioritätszuteilung weiterzuleiten. Alle Quellen mit niedrigerer Priorität scheiden von vorneherein aus.

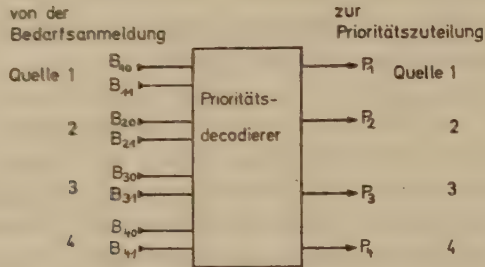


Abb. 5.24 Blockschaltbild des Prioritätsdecodierers

Um festzustellen, welches die höchste belegte Prioritätsklasse ist, muß die Prioritätsdecodierung von der höchsten existierenden Prioritätsklasse ausgehen und prüfen, ob ein Bedarf vorliegt, und wenn das nicht der Fall ist, zur nächst niedrigeren übergehen. Dieser Vorgang ist spätestens nach vier Schritten bei der Prioritätsklasse null abgeschlossen, wenn bei keiner Quelle ein Bedarf vorliegt. Anschließend müssen die Adressen aller Quellen, deren Bedarf sich in der so ermittelten Prioritätsklasse befinden, an die Prioritätszuteilung übermittelt werden.

Es ist einleuchtend, daß die in Frage kommende Schaltung die verschiedenen Schritte nicht wie beschrieben sequentiell abarbeiten kann. Das würde zuviel Rechenzeit in Anspruch nehmen. Aus den ankommenden acht Stellen, die die vollständige Prioritätsinformation der vier Quellen besitzen, muß daher die Information für die vier Ausgangsleitungen parallel gebildet werden. Daher bestände auch hier die naheliegende Lösung in der Verwendung eines Festwertspeichers (ROM). Er müßte eine achtstellige Adresse - also 256 Worte - zu je

vier bit besitzen. Integrierte Schaltungen mit einer Speicherkapazität von 1024 bit - wie man sie hier benötigen würde - sind in den verschiedensten Ausführungen erhältlich, aber auch die schnellsten besitzen eine untragbar hohe Verzögerungszeit von ca. 20 ns. Einen Ausweg bilden Schreib-Lese-Speicher mit einer Zugriffszeit unter 10 ns, deren Geschwindigkeit ausreichend wäre. Da diese Speicher ihren Inhalt aber nach dem Ausschalten der Stromversorgung verlieren, müßte man sie jeweils in einer Einschalttroutine aufs Neue laden. In diesem Fall könnte die Tabelle in einem langsamen ROM gespeichert werden, aber der Organisationsaufwand für die Ablaufsteuerung wäre beträchtlich. Daher besteht die günstigste Lösung darin, den Prioritätsdecodierer mit logischen Schaltungen zu realisieren. Wie aus den Bedarfsanmeldungen $B_{10} \dots B_{41}$ (in Abb. 5.24) die entsprechenden Bedarfsanforderungen $P_1 \dots P_4$ gebildet werden, zeigt das Beispiel für die logische Funktion P_1 :

$$\begin{aligned}
 P_1 = & \underbrace{B_{11} \cdot B_{10}}_1 + \underbrace{B_{11} \cdot (\bar{B}_{21} + \bar{B}_{20}) \cdot (\bar{B}_{31} + \bar{B}_{30}) \cdot (\bar{B}_{41} + \bar{B}_{40})}_2 \\
 & + \underbrace{B_{10} \cdot \bar{B}_{21} \cdot \bar{B}_{31} \cdot \bar{B}_{41}}_3 + \underbrace{\bar{B}_{11} \cdot \bar{B}_{10} \cdot \bar{B}_{20} \cdot \bar{B}_{30} \cdot \bar{B}_{40}}_4
 \end{aligned}$$

Der erste Term wird 1, wenn eine Bedarfsanmeldung in der höchsten, der dritten Prioritätsklasse vorliegt. Der zweite Term wird 1, wenn eine Bedarfsanmeldung der Quelle 1 in der zweiten Prioritätsklasse vorliegt und keine der anderen Quellen einen Bedarf mit höherer Priorität besitzt. Die Terme drei und vier bilden die entsprechenden Ausdrücke für die Prioritätsklassen Eins und Null. Die Variablen P_2 , P_3 und P_4 werden analog gebildet. Die realisierte Schaltung besitzt eine Verzögerungszeit von 3 Gatterlaufzeiten, also 6 ns.

5.6 Die Prioritätszuteilung

Die momentane Prioritätszuteilung (MPZ) erhält die Adressen der Quellen, die der Prioritätsdecodierer in der höchsten belegten Prioritätsklasse findet. Wenn nur eine Adresse vorliegt, erhält sie die Zuteilung. Dies soll die erste Zeile in Abb. 5.25 er-

Bedarfsanfordernde Adressen				Vorrang-Adresse	ausgewählte Adresse
	2			3	2
1	2	3	4	3	3
1			4	3	4

Abb. 5.25 Arbeitsweise der momentanen Prioritätszuteilung

läutern. Treten jedoch mehrere gleichberechtigte Quellen auf, muß die Prioritätszuteilung einer Adresse den Vorrang geben. Für diese Entscheidung benötigt die Prioritätszuteilung eine Information, die angibt, welche der beteiligten Quellen bevorzugt werden soll. Dazu wird eine Vorrangadresse erzeugt (siehe Abschnitt 5.7), die Werte zwischen 1 und 4 annehmen kann.

Besonders übersichtlich sind die Verhältnisse, wenn alle vier Quellen gleichberechtigt sind. In diesem Fall kann die ausgewählte Adresse gleich der Vorrangadresse gewählt werden. Dieser Fall ist in der zweiten Zeile von Abb. 5.25 dargestellt. Komplizierter sind die Verhältnisse, wenn zwei oder drei Quellen von der Prioritätsdecodierung als gleichberechtigt erkannt werden. In diesem Fall können Vorrangadressen auftreten, die mit keiner der beteiligten Adressen übereinstimmen. Dann muß die Prioritätszuteilung die Vorrangadressen entsprechend auf die beteiligten Adressen abbilden. Einen entsprechenden Fall zeigt die dritte Zeile in Abb. 5.25.

Die momentane Prioritätszuteilung ist also eine Schaltung mit vier Eingängen für die bedarfsanfordernden Adressen, zwei Eingängen für die Vorrangadresse und zwei Ausgängen für die Dar-

stellung der ausgewählten Adresse (siehe Abb. 5.26). Man benötigt demnach zur Realisierung der Schaltung einen Festwertspeicher (ROM) mit $2^6 = 64$ Worten zu je 2 bit, also insgesamt 128 bit. Da - wie schon erwähnt - Festwertspeicher mit der benötigten Verzögerungszeit unter 10 ns nicht erhältlich sind, wurde versucht, die logischen Funktionen mit Gattern zu realisieren. Es zeigt sich jedoch, daß die entstehende Schaltung sehr aufwendig geworden wäre. Daher wurde eine von Closs [20] angegebene Schaltung verwendet. Sie leistet im Prinzip dasselbe; nur wenn die Bedarfswahrscheinlichkeiten der Quellen

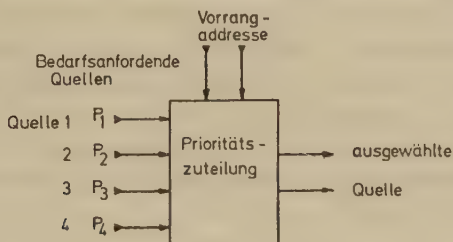


Abb. 5.26 Blocksaltbild der Prioritätszuteilung

sehr unterschiedlich sind, kann eine der Quellen bevorzugt werden. Dieser Fall ist aber selten und die resultierenden Fehler sind nicht gravierend. Die realisierte Schaltung besitzt eine Signalverzögerung von 3 Gatterlaufzeiten, also 6 ns.

Nun soll noch der Fall untersucht werden, daß keine der vier Quellen einen Übertragungsbedarf aufweist. Wegen der hohen Überlastung des Übertragungskanals ist dieser Fall recht selten: Bei einer Bedarfswahrscheinlichkeit von $p_B = 50 \%$ und einer sich nach Abb. 4.10 ergebenden Verlustwahrscheinlichkeit von 53 % erhält man eine Übertragungswahrscheinlichkeit von 23,5 % je Quelle, also insgesamt 94 %. Es tritt also nur in 6 % aller Übertragungen kein Bedarf auf. Wenn für diese Fälle aber keine Vorsorge getroffen ist, entstehen sicher Fehler.

Das Problem ist, daß es kein frei verfügbares Übertragungssymbol gibt, das noch keine Bedeutung hat und das sich deshalb als Sonderzeichen eignen würde. Die beiden Adressenbits können die Adressen 1, 2, 3, oder 4 kennzeichnen, die beiden Betragbits die Differenzen 1, 3, 7 oder 15 und das Vorzeichenbit plus oder minus. Deshalb wurde in [13] vorgeschlagen, eine der vier Adressen nicht mit einem Bild zu belegen, sondern sie als Sonderzeichen für die Übertragung "kein Bedarf" zu reservieren. Dadurch würde sich der Reduktionsfaktor (nach Abb. 4.10) beim Vierkanalsystem von 2,4 auf 1,8 reduzieren. Deshalb wurde erwogen, ein schon verwendetes Codewort für diesen Zweck mit zu verwenden. Wenn man nämlich statt einer 0 eine $\frac{1}{2}$ überträgt, ergibt sich dadurch eine nur schwach erkennbare Störung. Wenn man darüber hinaus diese Störungen gleichmäßig auf alle vier Bilder verteilt, beträgt die Störwahrscheinlichkeit je Bild nur 1,5 %. Daher wurde dieser Weg für die Übertragung von "kein Bedarf" gewählt.

Die Frage ist, welche schaltungstechnischen Zusätze dazu erforderlich sind. Wenn kein Bedarf vorliegt, ist die Prioritätsanmeldung aller Quellen null. Der Prioritätsdecodierer überträgt in diesem Fall die Adressen aller vier Quellen zur Prioritätszuteilung. Die Prioritätszuteilung wählt die Quelle aus, die die Vorrangadresse angibt, und erteilt ihr zwangsweise die Priorität; es erfolgt eine Zwangszuteilung. In der Zentraleinheit ist also überhaupt kein Zusatz notwendig. In den Schaltungen, die den vier Signalquellen zugeordnet sind, muß im Kanalcodierer sichergestellt werden, daß er die Differenz 0 als 1 codiert und im Integrator des DPCM-Coders muß die Differenz ebenfalls wie eine 1 interpretiert werden, damit der induzierte Fehler über die Fehlerrückkopplung wieder ausgeglichen werden kann. Die dafür benötigten Zusätze sind geringfügig.

maximalen Zykluslängen zu erhalten, ist in Abb. 5.28 zusammengestellt [2]. Wenn man das Schieberegister bei jedem Bildpunkt taktet, bekommen die Zykluslängen die in Abb. 5.28 angegebene Bedeutung im Bild.

Zykluslänge	Lage der Rückkopplungspunkte		Zykluslänge im Bild
	l	n	
$2^3 - 1 = 7$	2	3	7 Punkte
$2^7 - 1 = 127$	4	7	1/5 Zeile
$2^{11} - 1 = 2047$	9	11	3 Zeilen
$2^{20} - 1 = 1048575$	17	20	3 Bilder

Abb. 5.28 Lage der Rückkopplungspunkte zur Erzeugung verschiedener Zykluslängen

Im Verlauf der Zufallsfolge nimmt das Schieberegister alle existierenden Zustände an mit Ausnahme eines einzigen, nämlich, daß alle Ausgänge Q gleichzeitig den logischen Zustand null aufweisen. Wenn dieser Zustand eintritt - z. B. nach dem Einschalten - bleibt das Schieberegister permanent in diesem Zustand und der Zyklus läuft nicht an. Die herkömmliche Abhilfe ist, diesen Zustand des Registers zu decodieren und dann eine 1 in das erste Flipflop zu geben. Bei einer benötigten Registerlänge von 20 Flipflops müßte dazu eine ODER-Verknüpfung von 20 Variablen durchgeführt werden. Eine einfachere Lösung wurde nun darin gefunden zu testen, wie lange das Rückkopplungssignal konstant Null ist. Beim laufenden Zyklus der größten Länge von $2^{20} - 1$ können höchstens 19 Nullen hintereinander auftreten. Tritt eine Null für mehr als 19 Taktperioden (entsprechend 1,9 μ s) auf, ist der ganze Registerinhalt Null. Diese Zeit kontrolliert der Univibrator U_1 in Abb. 5.27, der mit jeder 1 am Eingang aufs Neue getriggert wird. Vergehen mehr als 1,9 μ s nach der letzten Triggierung, geht er in den Ruhezustand $\bar{Q} = 1$ über und schreibt über das Gatter G_2 eine Reihe von Einsen in das Schieberegister. Dabei ist die Dauer der quasistabilen Phase ganz unkritisch: sie muß lediglich größer als 1,9 μ s sein.

Zur zyklischen Erzeugung von Vorrangadressen wird ein Zähler benötigt, der vier verschiedene Zustände annehmen kann, aber jeweils nur diejenigen durchläuft, die gerade gewünscht werden. Abb. 5.29 gibt ein paar Beispiele dafür. Im ersten Fall sollen alle Adressen durchlaufen werden. Der Zähler muß also einen Zählzyklus von vier Takten besitzen. Im zweiten Fall soll immer die Quelle 2 bevorzugt werden; im dritten Beispiel

Fall	gewünschte Adresse				Takt	benötigte Zahlenfolge								
	1	2	3	4		1	2	3	4	5	6	7	8	9...
1	x	x	x	x		1	2	3	4	1	2	3	4	1...
2		x				2	2	2	2	2	2	2	2	2...
3		x		x		2	4	2	4	2	4	2	4	2...
4	x	x	x			1	2	3	1	2	3	1	2	3...
5		x	x	x		2	3	4	2	3	4	2	3	4...
6	x		x	x		1	3	4	1	3	4	1	3	4...

Abb. 5.29 Beispiele für verschiedene Zyklen

abwechselnd die Quellen 2 und 4. Die drei letzten Beispiele zeigen, daß es auch bei konstanter Zykluslänge von 3 noch verschiedene Möglichkeiten für die benötigten Zahlenfolgen gibt. Da bei vielen Zählzyklen nicht alle Zustände durchlaufen werden, muß sichergestellt sein, daß die Schaltung selbsttätig in den Zyklus springt, wenn sie beim Einschalten oder Umschalten der gewählten Adressen in einen Zustand außerhalb des Zyklus gerät.

Ein Zähler, der diese vielfältigen Variationsmöglichkeiten beinhaltet, läßt sich nach herkömmlichen Entwurfsprinzipien wegen der Komplexität kaum realisieren. Deshalb wurde die Schaltung als "sequentielles Schaltwerk" (Algorithmic State Machine) [21] konzipiert und die ganze benötigte Logik in einem ROM zusammengefaßt. Zunächst benötigt man die Kenntnis der Übergangsdiagramme. Sie sind für die in Abb. 5.29 gezeigten Beispiele in Abb. 5.30 dargestellt. Man erkennt jeweils deutlich den Zyklus und die Einsprungstellen. Das sich ergebende Fluß-

diagramm zeigt Abb. 5.31. Bei jedem Schritt muß geprüft werden, ob sich die Zustandsvariablen im Zyklus befinden oder nicht. Dann muß entweder ein Sprungbefehl in den Zyklus ausgeführt werden oder die nachfolgende Adresse aufgerufen werden

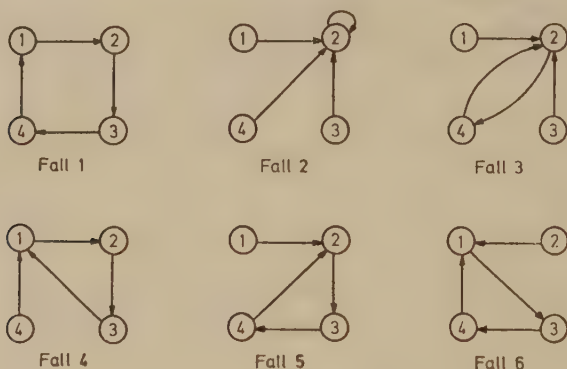


Abb. 5.30 Übergangsdiagramme für die Beispiele in Abb. 5.29

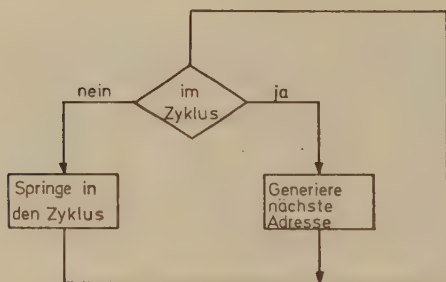


Abb. 5.31 Flußdiagramm

den. Abb. 5.32 zeigt den Ausschnitt aus der Tabelle des ROM's, der den letzten Zyklus in den Abb. 5.29 und 5.30 realisiert. Eingegeben werden in das ROM die gewünschten Adressen, die der Zyklus durchlaufen soll, und die momentanen Werte der Zustandsvariablen. Das ROM antwortet dann mit den nächsten Werten der Zustandsvariablen. Wie einfach die vollständige Schaltung ist, die alle nur denkbaren Zyklen realisiert, zeigt

Abb. 5.33. Bei jeder positiven Taktflanke übernimmt das Register den neuen Wert der Zustandsvariablen. Seine Ausgänge liefern die gewünschten Vorrangadressen.

Adresse				Wort				Kommentar
gewählte Quelle				momentaner Zustand		nächster Zustand		
1	2	3	4					
1	0	1	1	0	0	1	0	nächster Zustand im Zyklus
1	0	1	1	1	0	1	1	nächster Zustand im Zyklus
1	0	1	1	1	1	0	0	nächster Zustand im Zyklus
1	0	1	1	0	1	0	0	Sprung in dern Zyklus

Abb. 5.32 Ausschnitt aus der Tabelle des ROM's zur Realisierung des Zyklusses im Fall 6 von Abb. 5.29 und 5.30. Die Adressen ergeben sich, wenn man die Zustandsvariablen als Dualzahlen interpretiert und 1 addiert.

Das ROM muß einen Adressenbereich von 6 bit entsprechend 64 Worten besitzen und die Wortlänge muß 2 bit betragen. Daher wird ein ROM mit einer Speicherkapazität von 128 bit benötigt. An das ROM werden hier keine besonderen Anforderungen bezüglich der Geschwindigkeit gestellt, weil fast die ganze Taktperiodendauer von 100 ns zur Verfügung steht. Deshalb

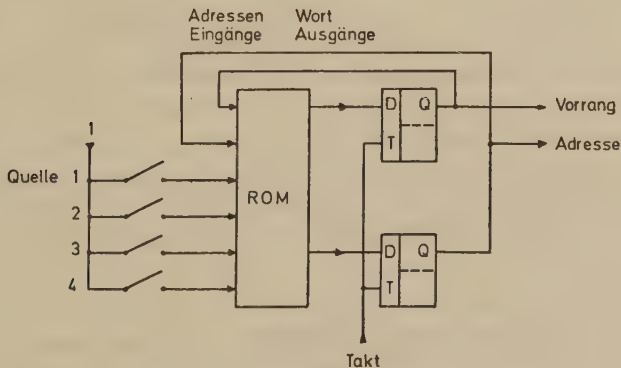


Abb. 5.33 Schaltung zur Erzeugung beliebiger Zyklen

wurde auch der ganze Zyklusgenerator in TTL-Technik aufgebaut und nicht mit den teuren ECL-Schaltungen. Eine Pegelumwandlung ist nur für die beiden abgehenden Stellen der Vorrangadresse und den ankommenden Systemtakt notwendig.

5.8 Die Taktversorgung

Um sicherzustellen, daß an allen Stellen die maximal mögliche Rechenzeit auch tatsächlich zur Verfügung steht, ist es notwendig, alle Speicher des Systems gleichzeitig zu takten. Daher muß ein zentraler Taktgenerator vorhanden sein, der das ganze System versorgt. Die Taktfrequenz muß 10 MHz betragen und soll zu Experimentierzwecken zwischen 5 MHz und 15 MHz variabel sein.

Dabei ist es nicht günstig, einen freilaufenden Oszillator zu verwenden, weil dann der Abtastaugenblick im Bild örtlich schwankt. Das führt besonders an Kanten zu einem verstärkten Kantenrauschen. In Abb. 5.34 ist die Übertragung eines dun-

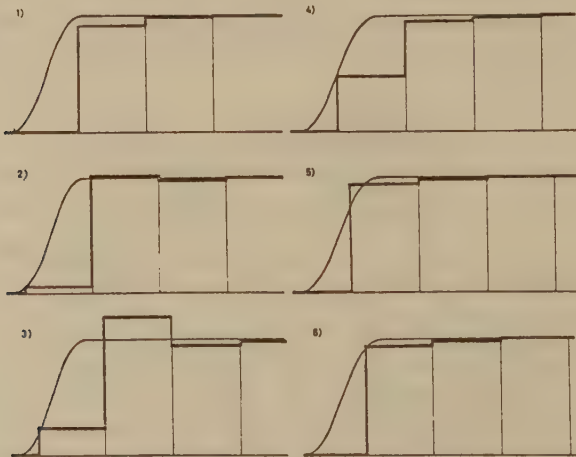


Abb. 5.34 Übertragung eines dunkel-hell-Übergangs für sechs verschiedene Abtastphasen

kel-hell-Übergangs für sechs verschiedene Abtastphasen dargestellt. Man erkennt, daß sich völlig verschiedene Einschwingvorgänge ergeben, die zeitlich abwechseln, wenn der Abtasttakt nicht mit dem Bild synchronisiert ist. Die dazu in Frage kommende Frequenz ist die horizontale Ablenkfrequenz der Fernsehanlage von 15,625 kHz. Ihre Periodendauer beträgt 64 μ s; bei einer Taktfrequenz von 10 MHz ergeben sich dann 640 Schwingungen je Zeile.

Wenn der Systemtakt eine kohärente Schwingung ohne Phasensprünge sein soll, kommt für die Synchronisation nur ein "phase locked loop" (PLL) in Frage. Abb. 5.35 zeigt das Blockschaltbild. Der Taktgenerator enthält einen Spannungs-

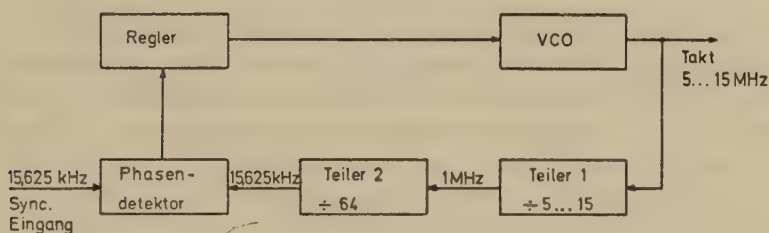


Abb. 5.35 Blockschaltbild des Taktgenerators

gesteuerten Multivibrator (VCO), dessen Ausgangsschwingung den Systemtakt darstellt. Er wird mit zwei Frequenzteilern auf 15,625 kHz heruntergeteilt und dann in einem Phasendetektor auf Frequenz und Phasenlage mit der zeilenfrequenten Schwingung der Videoanlage verglichen. Die entstehende Regelgröße stellt über einen Regler die Frequenz und Phase des Oszillators so nach, daß die beiden Eingangsschwingungen des Phasendetektors in Phase sind. Damit keine stationäre Regelabweichung auftritt, muß der Regler einen Integralanteil besitzen. Ein reiner I-Regler ist jedoch aus Stabilitätsgründen nicht möglich, da es sich hier um eine Regelstrecke ohne Ausgleich handelt. Andererseits ist der Zusatz eines Proportionalanteils auch nicht möglich, weil dann die Impulse, die aus dem Phasendetektor kommen, Frequenzsprünge verursachen würden. Daher wurde ein IT_1 -Regler vorgesehen.

Um auch andere zeilensynchrone Taktfrequenzen als 10 MHz zu erzeugen, muß der Frequenzteiler im PLL umgeschaltet werden. Dazu wurde er in zwei Teile aufgeteilt: Der Teiler 2 besitzt ein festes Teilverhältnis von 64, so daß seine Eingangsfrequenz bei Synchronisation

$$15,625 \text{ kHz} \cdot 64 = 1 \text{ MHz}$$

betragen muß. Der Teiler 1 besitzt ein Teilverhältnis, das zwischen 5 und 15 in Schritten von 1 umschaltbar ist. Daher ergeben sich an seinem Eingang die gewünschten Frequenzen zwischen 5 MHz und 15 MHz, die alle mit der Zeilenfrequenz synchronisiert sind.

Ein Problem, das kennzeichnend für die DPCM-Übertragung ist, besteht darin, daß ein einmal aufgetretener Übertragungsfehler für alle Zeit bestehen bleibt. Die Ursache dafür ist, daß ein normales DPCM-System keine Fehlervergeßlichkeit besitzt, weil alle bereits übertragenen Werte mit dem Gewicht 1 in die neuen Werte mit eingehen. Fehler lassen sich aber bei jeder Übertragung nie ganz ausschließen. Auch im Labor, wo praktisch keine Übertragungsfehler auftreten, nehmen Sender und Empfänger schon beim Einschalten verschiedene Zustände an. Daher ist es eine unabdingbare Forderung, daß der Empfänger von Zeit zu Zeit einen Stützwert als Absolutwert erhält. Dazu wurde vorgesehen, alle Speicher des Systems auf den Sender- und Empfängerseite während des Zeilenrücklaufs auf die Bereichsmittle, also auf 15 zu setzen. Dazu müssen keine zusätzlichen Informationen übertragen werden, denn die Zeilensynchronisationssignale liegen im Sender und Empfänger ohnehin vor. Die Taktversorgung enthält eine zusätzliche Schaltung, die das Zeilensynchronisationssignal entsprechend aufbereitet und an das System abgibt.

5.9 Der Empfänger

Die Aufgabe des Empfängers besteht darin, die senderseitige Codierung rückgängig zu machen und das analoge Bildsignal wiederzugewinnen. Die ankommenden Codeworte haben folgenden Aufbau:

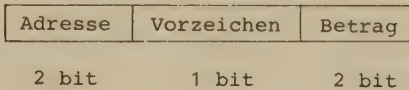


Abb. 5.36 zeigt noch einmal das Blockschaltbild des Empfängers. Wenn die Adresse des Codewortes mit der des Empfängers

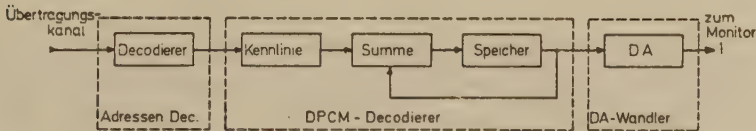


Abb. 5.36 Blockschaltbild eines MPZ-Empfängers

übereinstimmt, leitet der Decodierer das Vorzeichen und den Betrag der Differenz an den DPCM-Decoder. Dort wird die Kompression rückgängig gemacht und die Differenz wird zu dem gespeicherten Wert addiert. Der digitale Integrator im Empfänger ist gleich aufgebaut wie der im DPCM-Coder auf der Senderseite (Abschnitt 5.2.3).

Zur Darstellung des empfangenen Bildes mit einem Monitor ist eine Digital-Analogwandlung erforderlich. Um die benötigte Bandbreite von 5 MHz zu erreichen, werden ungesättigte Stromschalter verwendet mit einem nachfolgenden Verstärker, der die Ströme in Spannungen umwandelt. Die Schaltung in Abb. 5.37 zeigt das Prinzip für eine Dualstelle. Besitzt die Eingangsvariable x_1 den logischen Zustand 0, ist - bei entsprechender Dimensionierung von $U_{ref} - T_2$ leitend und T_1 sperrt. Die Folge ist, daß der Transistor T_3 des Stromschalters sperrt und die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers Null wird. Wird $x_1 = 1$, übernimmt der Transistor T_3 den gan-

zen Emitterstrom und leitet ihn in den Summationspunkt, so daß sich eine positive Ausgangsspannung ergibt. Da ein ECL-

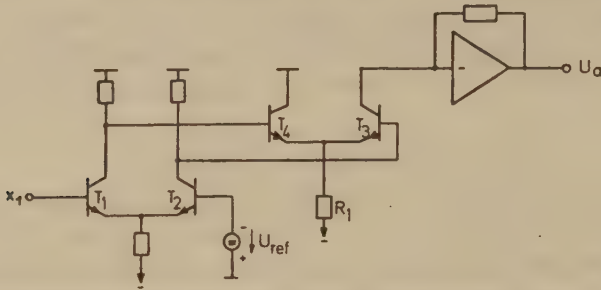


Abb. 5.37 Prinzip des DA-Wandlers für eine Stelle

Gatter einen Differenzverstärker am Eingang und einen Emitterfolger am Ausgang enthält, läßt sich die Schaltung in Abb. 5.37 besonders einfach mit zwei Gattern realisieren, die wie in Abb. 5.38 verbunden sind. Ist $x_1 = 0$, fließt der Strom durch R_1 über das Gatter G_2 nach Masse, andernfalls über G_1 in den Summationspunkt. Wenn man die Schaltungen für die übrigen Stellen genauso aufbaut und die Widerstände R_1 entsprechend gewichtet, ergibt sich ein DA-Wandler für den Dualcode. Der Operationsverstärker am Ausgang wurde genauso aufgebaut wie der im AD-Wandler (siehe Abschnitt 5.1), um die notwendige Präzision zu erreichen.

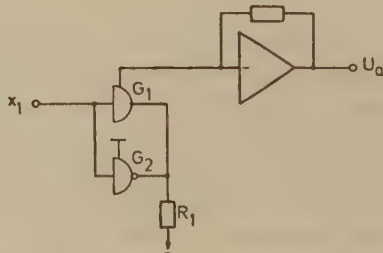


Abb. 5.38 Realisierung des DA-Wandlers mit integrierten Schaltungen

Aus dem Blockschaltbild in Abb. 5.36 geht hervor, daß alle Empfänger unabhängig voneinander arbeiten, also keine Zentraleinheit benötigen. Wenn man die Adresse, auf die der Adressen-decodierer anspricht, zwischen 1 und 4 einstellbar macht, können die vier Empfänger vollkommen gleichartig aufgebaut sein. Wenn man im Labor keinen Wert darauf legt, die vier übertragenen Bilder gleichzeitig zu betrachten, ist es dann auch nicht notwendig, alle vier Empfänger aufzubauen. Daher wurden nur zwei Empfänger realisiert; damit lassen sich jeweils zwei beliebige Bilder miteinander vergleichen.

5.10 Meßschaltungen

Außer den bisher beschriebenen Schaltungen, die direkt zum MPZ-System gehören, wurden noch eine ganze Reihe weiterer Zusätze aufgebaut, die es ermöglichen, das MPZ-System zu testen und Meßwerte zu entnehmen. Dabei handelt es sich hauptsächlich um folgende Schaltungen:

- 1.) Bildmustergenerator
- 2.) PCM-Empfänger
- 3.) DPCM-Empfänger
- 4.) Fehler-Empfänger
- 5.) Meßschaltung für PCM-Statistik
- 6.) Meßschaltung für DPCM-Statistik
- 7.) Meßschaltung für Fehler-Statistik
- 8.) Meßschaltung für Zuteilungsstatistik

5.10.1 Bildmustergenerator

Der Bildmustergenerator gestattet die Erzeugung vieler verschiedener vertikaler Streifenmuster. Sein Blockschaltbild ist in Abb. 5.39 dargestellt. In einem Addierwerk wird zu dem eingestellten Grundpegel ein Wert addiert, der zwischen der vorgeählten Differenz und Null umschaltet. Die Umschaltfrequenz wird dabei aus dem Systemtakt gewonnen und mit einem einstellbaren Frequenzteiler erniedrigt. Da der Systemtakt mit dem

Bild synchronisiert ist, ergeben sich auf dem Bildschirm senkrechte Streifen, deren Breite von dem eingestellten Teilverhältnis abhängt. Die Intensität der Streifen wechselt zwischen

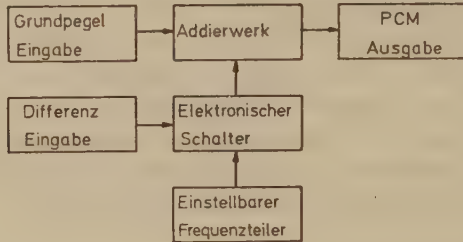


Abb. 5.39 Bildmuster-Generator

dem eingestellten Grundpegel und einem um die gewählte Differenz helleren Wert. Mit dem PCM-Ausgang kann der Bildmuster-generator anstelle eines AD-Wandlers eingesetzt werden. Da die Testbilder nur aus senkrechten Streifen bestehen, lassen sich an ihnen die durch das MPZ-Verfahren verursachten Fehler besonders gut erkennen. Darüber hinaus eignet sich der Bildmuster-generator gut dazu, das System auf richtige Funktionsweise zu überprüfen, weil sich jeder beliebige Zustandswechsel einstellen und oszillographieren läßt.

5.10.2 PCM-Empfänger

Der PCM-Empfänger gestattet es, die Qualität der AD- und DA-Wandlung allein zu untersuchen und als Referenzqualität für die MPZ-Übertragung zu verwenden. Die Eingabe in Abb. 5.40 leitet die ankommenden PCM-Worte an den Speicher weiter. Der Speicher stellt sicher, daß der DA-Wandler jeweils für eine Taktdauer konstante Werte erhält.

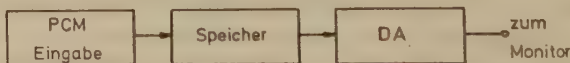


Abb. 5.40 PCM-Empfänger

5.10.3 DPCM-Empfänger

Der DPCM-Empfänger in Abb. 5.41 ist ähnlich aufgebaut wie der MPZ-Empfänger in Abb. 5.36. Er erhält sein Eingangssignal jedoch direkt von einem DPCM-Coder und nicht über den MPZ-Multiplexer. Mit dem DPCM-Empfänger läßt sich der Einfluß der Kompondierung auf die Bildqualität untersuchen. Im digitalen Integrator ist ein zusätzlicher Schalter vorgesehen. Wenn man ihn öffnet, wird der eine Summand Null. Dann gelangt das Differenzsignal selbst in den Speicher und über den DA-Wandler auch in den Monitor. Diese Betriebsart ist nützlich, um den Effektivwert des Differenzsignals messen und mit dem Bildsignal vergleichen zu können.

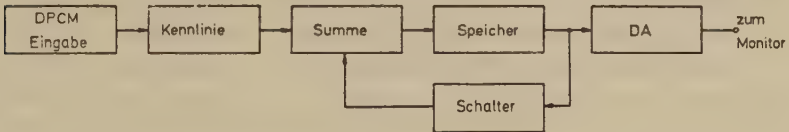


Abb. 5.41 DPCM-Empfänger

5.10.4 Fehler-Empfänger

Die Aufgabe des Fehler-Empfängers ist es, alle Fehler, die durch eine verzögerte Übertragung des MPZ-Systems entstehen, sichtbar zu machen. Dazu wird in der Bedarfsanmeldung (siehe Abschnitt 5.4) ein Zuteilungsfehlersignal generiert, das immer dann Eins wird, wenn eine vorliegende Bedarfsanforderung keine Zuteilung erhält. In diesem Fall gelangt das zugehörige DPCM-Wort über den elektronischen Schalter in Abb. 5.42 und die Kennlinie, die die Kompondierung aufhebt, in den Speicher.

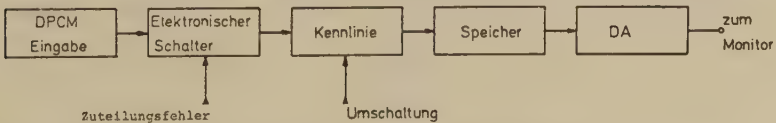


Abb. 5.42 Fehler-Empfänger

Dort bleibt es für einen Abtastzeitraum gespeichert und kann über den DA-Wandler in einen Monitor oder einen Effektivwertmesser zur Bestimmung der Störleistung gegeben werden. Die Kennlinie besitzt eine Umschaltvorrichtung, die es erlaubt, Fehler nach Betrag und Vorzeichen richtig wiederzugeben oder ohne Unterschied der Größe als helle Punkte. Damit läßt sich leicht qualitativ feststellen, an welchen Stellen des Bildes Fehler auftreten und wo große Fehler entstehen. Die entsprechenden Fotos folgen in Kapitel 6.1.

5.10.5 Meßschaltung für PCM-Statistik

Zur Messung der Amplitudenverteilung des PCM-Signals vergleicht der Komparator in Abb. 5.43 die PCM-Worte eines AD-Wandlers ($0 \leq q \leq 31$) mit einem vorgegebenen Wert, der zwischen 0 und 31 liegen kann. Bei Übereinstimmung wird ein Speicher für die Dauer eines Abtastintervalls aktiviert. Mit einem Zähler läßt sich die Zahl der Aktivierungen und damit die Häufigkeit des vorgegebenen Wertes messen. Es entstehen jedoch Fehler, wenn der fragliche Wert mehrfach hintereinander auftritt. Dann bleibt der Speicher dauernd aktiv und der Zähler registriert nur eine einzige Übereinstimmung. Um dies zu verhindern, folgt nach dem Speicher eine Schaltung zur Impulserzeugung, die in jedem Abtastintervall, in dem der Speicher aktiv ist, einen Impuls an den Zähler abgibt.

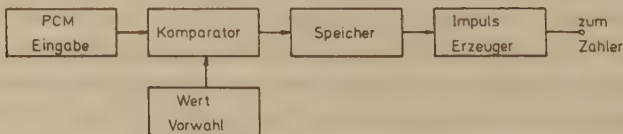


Abb. 5.43 Meßschaltung für PCM-Statistik

5.10.6 Meßschaltung für DPCM-Statistik

Zur Messung der linearen DPCM-Amplitudenverteilung sind die DPCM-Coder des MPZ-Systems ungeeignet, weil die Kommandierungskennlinie die Statistik verändert. Deshalb enthält die Schaltung in Abb. 5.44 einen linearen DPCM-Coder, bestehend aus einem Speicher, der eine Verzögerung um ein Abtastintervall bewirkt, und einem Subtrahierer, der die Differenz zweier aufeinanderfolgender PCM-Worte berechnet. Die auftretenden Differenzen werden wie bei der Schaltung in Abb. 5.43 mit einem vorgewählten Wert verglichen und bei Übereinstimmung an einen Zähler ausgegeben.

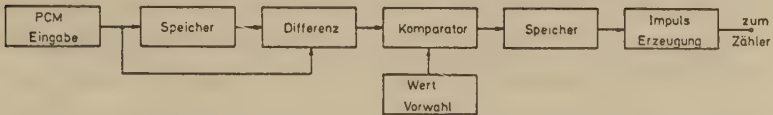


Abb. 5.44 Meßschaltung für DPCM-Statistik

5.10.7 Meßschaltung für Zuteilungsstatistik

Mit der Meßschaltung für die Zuteilungsstatistik soll die Amplitudenverteilung aller Differenzen in den vier Empfängern gemessen werden. Dazu werden mit dem AdressenDecodierer in Abb. 5.45 diejenigen Worte des MPZ-Signals ausgewählt, die mit der vorgewählten Adresse übereinstimmen. Die anschließende Kennlinie hebt die Kommandierung auf. Der Komparator vergleicht die auftretenden Differenzen mit dem (zu messenden) vorgegebenen Wert und gibt bei Übereinstimmung einen Impuls an den Zähler ab.

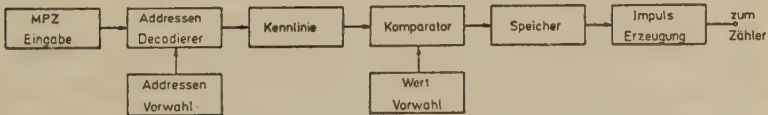


Abb. 5.45 Meßschaltung für Zuteilungsstatistik

Wenn nur eine einzige Quelle im MPZ-System aktiv ist, treten keine Fehler auf, die durch das MPZ-Verfahren bedingt sind. In diesem Fall ergibt sich (bei der Messung der Zuteilungsstatistik) die unverfälschte Statistik des komprimierten DPCM-Signals der betreffenden Quelle.

5.10.8 Meßschaltung für Fehlerstatistik

Um die Amplitudenverteilung der MPZ-Fehler zu messen, müssen alle DPCM-Worte, die nicht übertragen werden können, ausgesondert werden. Dazu dient der elektronische Schalter in Abb. 5.46, der jeweils bei einem Zuteilungsfehler (siehe Abschnitt 5.10.4) das betreffende DPCM-Wort an die Amplituden-Auswertung weiterleitet.

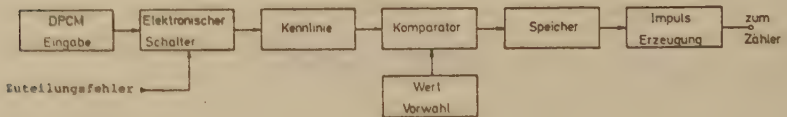


Abb. 5.46 Meßschaltung für Fehlerstatistik

6 Ergebnisse

Nach der Beschreibung des MPZ-Systems folgen hier die experimentellen Ergebnisse. Zunächst wird die subjektive Übertragungsqualität gezeigt und mit der Simulation verglichen, dann werden die statistischen Meßergebnisse diskutiert.

6.1 Die subjektive Bildqualität

Die wichtigsten Ergebnisse sind die Bilder, die der Empfänger sieht. Er muß letztlich entscheiden, ob die Bildqualität zufriedenstellend ist oder nicht. Es ergeben sich vollkommen verschiedene Ergebnisse, je nachdem, ob man die Erkennbarkeit des Bildinhaltes als Kriterium verwendet oder die Erkennbarkeit von Fehlern. Dabei spielt die Gewöhnung eine große Rolle. Da der normale Beobachter heutzutage an die gute Qualität des Fernsehgrundfunks gewöhnt ist, hält er meist ein Bildübertragungsverfahren mit erkennbaren Fehlern für nicht zufriedenstellend. Es wäre aber denkbar, daß mit der Einführung des Bildfernsprechers spezielle Qualitätsminderungen genauso hingenommen werden wie heute die Sprachqualität der Telefonübertragung, wenn wirtschaftliche Überlegungen dies erfordern. Unter diesen Aspekten sind die folgenden Bilder zu beurteilen.

Die Motivation für die Realisierung des MPZ-Systems in Echtzeit wurde letztlich durch das ermutigende Ergebnis der Computer-Simulation von Stucki [14] gegeben. Deshalb wurde in Abb. 6.1 das experimentell gewonnene Ergebnis dem der Simulation gegenübergestellt. In beiden Bildern erkennt man die für das MPZ-Verfahren typischen Fehler in Form von horizontalen Streifen an vertikalen Kanten, die durch eine verspätete Übertragung der betreffenden Differenzen entstehen. Die gute Übereinstimmung der Fehler in beiden Bildern zeigt, daß sowohl die Simulation als auch das Experiment glaubwürdige



Computer - Ausdruck des Originals



Computer - Ausdruck der Simulation



Experiment in Echtzeit

Abb. 6.1 Vergleich der Computer-Simulation mit dem experimentellen Ergebnis

Intensitätsauflösung:	$Q = 8$
Prioritätsklassen:	1
Prioritätsadressen:	pseudozufällig
Zahl der Quellen:	$N = 4$
Zahl der Übertragungskanäle:	$A = 1$

Ergebnisse liefern. Daß die Bildqualität im Experiment schlechter ist als bei der Simulation rührt von der geringeren Detailauflösung der zur Verfügung stehenden Videoanlage her.

Die Bildqualität wird an mehreren Stellen des Systems beeinträchtigt:

- 1.) durch die Quantisierung
- 2.) durch die Kompondierung
- 3.) durch den MPZ-Betrieb.

In den Abb. 3.2 und 3.3 wurde bereits der Einfluß der Quantisierung auf die Bildqualität gezeigt, und in Abb. 3.10 die Qualitätseinbuße durch die Kompandierung. Die dargestellten Bilder wurden mit einem Übertragungskanal des realisierten MPZ-Systems gewonnen. Wie man sieht, ist die Qualitätsminderung - zumindest auf den Reproduktionen - kaum erkennbar. Wie sich noch zeigen wird, sind die durch den MPZ-Betrieb verursachten Fehlen demgegenüber groß; daher soll bei allen folgenden Bildern als Vergleichsmaßstab die Qualität der PCM-Übertragung (mit 10 MHz Abtastfrequenz und 5 bit Auflösung) herangezogen werden.

Bei den folgenden Versuchen mit dem MPZ-Verfahren werden immer die vier in Abb. 3.4 dargestellten Bilder als Bildquellen verwendet. Welche Qualitätseinbuße durch das MPZ-Verfahren entsteht, hängt bei gegebener Systemkonfiguration (vier Bildquellen, ein Übertragungskanal) von zwei Parametern ab, die sich variieren lassen: von der Zahl der verwendeten Prioritätsklassen (Kapitel 5.4) und davon, ob die Vorrangadressen zyklisch oder pseudozufällig erzeugt werden (Kapitel 5.7). Der einfachste Fall besteht darin, nur eine Prioritätsklasse zu verwenden und die Vorrangadressen zyklisch weiterzuschalten.

Man erkennt in Abb. 6.2, daß sich dabei sehr störende Fehler ergeben, die ganz ähnlich aussehen wie bei dem ersten Bild in Abb. 3.2, das mit einer Frequenz von nur 2,5 MHz abgetastet wurde. Ganz ähnliche Verhältnisse liegen auch hier vor. Da in der Regel mehrere Quellen gleichzeitig einen Übertragungsbedarf anmelden, bekommt fast immer die Quelle die Priorität, auf die die Vorrangadresse zeigt. Die Vorrangadressen durchlaufen bei der gewählten Betriebsart den Zyklus 1, 2, 3, 4, 1, 2 ..., so daß jede Quelle in der Regel nur bei jedem vierten Abtastzeitpunkt einen Wert übertragen kann.

Wenn bei diesem und bei den folgenden Qualitätsvergleichen häufig nur das Bild mit den Häusern dargestellt wird, geschieht das deshalb, weil bei diesem Bild mit den deutlich



Abb. 6.2 Linke Seite: PCM-Bild (10 MHz, 5 bit)
rechte Seite: MPZ-Bild, zyklische Vorrangadressen,
eine Prioritätsklasse



Abb. 6.3 Linke Seite: PCM-Bild, rechte Seite: MPZ-Bild,
pseudozufällige Vorrangadressen, eine Prioritätsklasse

ausgeprägten Kanten die MPZ-Fehler am deutlichsten erkennbar sind. Die anderen drei Bilder werden jeweils gleichberechtigt übertragen und nur der Übersichtlichkeit halber hier nicht abgebildet.

Aufgrund des Fotos in Abb. 6.2 könnte man vermuten, daß sich - bei einer Prioritätsklasse - die Bildqualität verbessert, wenn man pseudozufällige Vorrangadressen wählt. Man erkennt in Abb. 6.3, daß dann das störende Schachbrettmuster verschwindet. Dafür sind aber an allen vertikalen Kanten horizontale Streifen entstanden, die in Echtzeit noch stärker stören als das Schachbrettmuster, weil sie zeitlich schwanken und so die Aufmerksamkeit besonders auf sich ziehen. Die Ursache dafür ist, daß die Zufallsfolge mitunter eine Quelle für mehr als vier Abtastintervalle benachteiligt. Daher bleiben einige Fehler lange unkorrigiert stehen. Dies wird an Kanten besonders deutlich.

Da bei den beiden bisher eingestellten Fällen alle Übertragungen gleichberechtigt sind (nur eine einzige Prioritätsklasse), entstehen in Bildbereichen mit hohem Kontrast genauso viele Fehler wie in Gebieten mit sanften Übergängen. Man sieht aber, daß große Fehler viel stärker stören als kleine, und dies umso mehr, je länger sie bestehen bleiben. Deshalb wird man eine starke Qualitätsverbesserung beim Übergang auf 3 Prioritätsklassen (wie in Abb. 5.23 gezeigt) erwarten. Dies bestätigt sich auch in der Abb. 6.4. Die Abnahme der störenden Fehler an Kanten ist bedeutend, während die zwangsläufig bedingte Zunahme der Fehler in ruhigen Bereichen kaum auffällt.

Beim Betrieb mit drei Prioritätsklassen ist der Fall, daß sich zwei oder mehr Quellen in der höchsten belegten Prioritätsklasse befinden, selten. Normalerweise sind die Prioritäten so gestaffelt, daß nur eine Quelle die höchste Priorität besitzt und dann unabhängig von der Vorrangadresse die Zuteilung erhält. In diesem Fall ist die Prioritätsauswahl also nur vom Inhalt der vier Bilder abhängig, also adaptiv. Wenn diese Situation tatsächlich vorherrscht, darf ein Übergang auf zykl-



Abb. 6.4 Linke Seite: PCM-Bild, rechte Seite: MPZ-Bild,
pseudozufällige Vorrangadressen, drei Prioritätsklassen



Abb. 6.5 Linke Seite: PCM-Bild (10 MHz, 5 bit)
rechte Seite: MPZ-Bild, zyklische Vorrangadressen,
drei Prioritätsklassen

lische Bildung der Vorrangadressen keinen Unterschied im Bild ergeben. Dies bestätigt sich in Abb. 6.5. Die Qualität der drei anderen Bilder bei dieser optimalen Einstellung des Systems ist in Abb. 6.6 dargestellt.

Bei den Bildern in Abb. 6.5 und 6.6 gewinnt man den Eindruck, daß sie relativ wenige Fehler besitzen. Dem ist aber nicht so, wie das Fehlerbild in Abb. 6.7 zeigt. In diesem Bild sind alle falsch übertragenen Punkte hell dargestellt. Man muß sich bei dieser großen Zahl von Fehlern (quantitative Angaben folgen in Abschnitt 6.2) wundern, daß die Bildqualität doch relativ gut ist. Die Ursache dafür erkennt man in Abb. 6.8. Dort sind alle Fehler nach Betrag und Vorzeichen dargestellt: positive Fehler als mehr oder weniger helle Punkte, und negative Fehler als entsprechend dunkle Punkte. Man sieht, daß die überwiegende Mehrzahl aller Fehler klein ist und deshalb wenig stört. Größere Fehler treten nur an Kanten auf, an denen das Auge aber weniger fehlerempfindlich ist. Damit ist es also gelungen, die systembedingte Informationsreduktion weitgehend zu einer Irrelevanzreduktion zu machen.



Bild 2



Bild 3



Bild 4

Abb. 6.6 Die drei anderen konkurrierenden Bilder. Einstellung wie in Abb. 6.5



Abb. 6.7 Linke Seite: PCM-Bild, rechte Seite: Fehlerbild.
Alle Punkte, die aufgrund des MPZ-Verfahrens falsch
übertragen wurden, sind hell dargestellt.

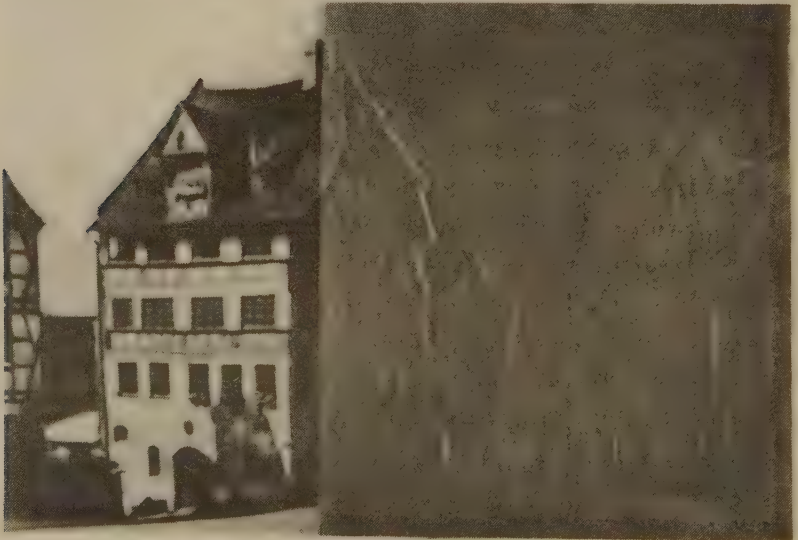


Abb. 6.8 Linke Seite: PCM-Bild, rechte Seite: Fehlerbild.
Alle Fehler, die aufgrund des MPZ-Verfahrens entstan-
den sind, sind nach Betrag und Vorzeichen dargestellt.

6.2 Statistische Messungen

6.2.1 Die Differenzstatistik

Die statistischen Eigenschaften eines einzelnen Übertragungskanals wurden bereits in Kapitel 3 beschrieben. In Abb. 3.5 ist die Verteilung der PCM-Codeworte dargestellt und in Abb. 3.6 ihre Entropie und Redundanz. Die Abb. 3.8 und 3.9 enthalten die entsprechenden Werte für das DPCM-Signal. Hier sollen die statistischen Größen des ganzen MPZ-Systems mit vier Quellen untersucht werden.

In Abb. 6.9 ist die Zuteilungswahrscheinlichkeit der vier Quellen der Bedarfs Wahrscheinlichkeit gegenübergestellt. Wie man sieht, führt im Mittel nur jede zweite Bedarfsanforderung zu einer Übertragung. Die Hälfte aller Bedarfsanforderungen kann nicht befriedigt werden; das bestätigen auch die angegebenen Verlustwahrscheinlichkeiten.

Quelle	Bedarfs- Wahrscheinlichkeit	Zuteilungswahrscheinlichkeit	Verlustwahrscheinlichkeit
	P_B	P_Z	P_V
1	50 %	24 %	52 %
2	44 %	19 %	56 %
3	63 %	29 %	53 %
4	53 %	22 %	58 %
Mittelwert	53 %	23,5 %	55 %

Abb. 6.9 Statistische Meßwerte am MPZ-System mit den vier in Abb. 6.5 und 6.6 gezeigten Quellen

In Abb. 6.10 sind die aus Abb. 6.9 erhaltenen Mittelwerte den nach Gl. 4.1 berechneten Werten gegenübergestellt. Man erkennt eine gute Übereinstimmung und kann daraus folgern, daß die Näherungen, die dem statistischen Modell von Kapitel 4.2 zugrunde liegen, gerechtfertigt sind. In der letzten Zeile von Abb. 6.10 ist die mittlere Übertragungskanalbelegung angegeben.

Sie ist viermal so groß wie die mittlere Zuteilungswahrscheinlichkeit. Man sieht, daß nur 6 % der zur Verfügung stehenden Kanalkapazität ungenutzt bleiben. Bei idealer statistischer Mittelung würde die mittlere Zuteilungswahrscheinlichkeit auf 25 % steigen. Der gemessene Wert liegt also nur wenig unter der theoretischen Grenze. Die mittlere Verlustwahrscheinlichkeit läßt sich daher ohne eine prinzipielle Änderung des Systems nicht verkleinern.

		gemessen	berechnet
Mittlere Bedarfs- wahrscheinlichkeit	p_B	53 %	
Mittlere Zuteilungs- wahrscheinlichkeit	p_Z	23,5 %	23,8 %
Mittlere Verlust- wahrscheinlichkeit	p_V	55 %	55,1 %
Mittlere Übertragungs- kanalbelegung	p_U	94 %	95,2 %

Abb. 6.10 Vergleich der gemessenen mit den berechneten Werten bei einem System mit vier Quellen

Die Meßwerte in Abb. 6.9 geben pauschale Auskunft über die Veränderung der Übertragungswerte durch das MPZ-Verfahren. Wie sich die Differenzstatistik im Detail verändert, ist in Abb. 6.11 dargestellt. Man erkennt, daß die Bedarfswahrscheinlichkeit p_B beim MPZ-Betrieb für große Differenzen deutlich höher liegt. Die Ursache dafür ist, daß sich kleine Differenzen, die nicht übertragen werden, aufsummieren und zu großen Differenzen anwachsen. Die Zuteilungswahrscheinlichkeit p_Z ist erwartungsgemäß für alle Differenzen etwa halb so groß wie die Bedarfswahrscheinlichkeit, denn bei nur einer einzigen Prioritätsklasse hat die Größe der Differenz keinen Einfluß auf die Zuteilung.

Die duale Größe zur Zuteilungswahrscheinlichkeit ist die Fehlerwahrscheinlichkeit

$$p_F = p_B - p_Z$$

in Abb. 6.12. Sie gibt an, mit welcher Wahrscheinlichkeit eine Übertragung zurückgewiesen wird. Wie man schon in Abb. 6.11 erkennt, ist die Fehlerwahrscheinlichkeit für kleine Differenzen besonders groß. Bei großen Differenzen ergibt sich ein

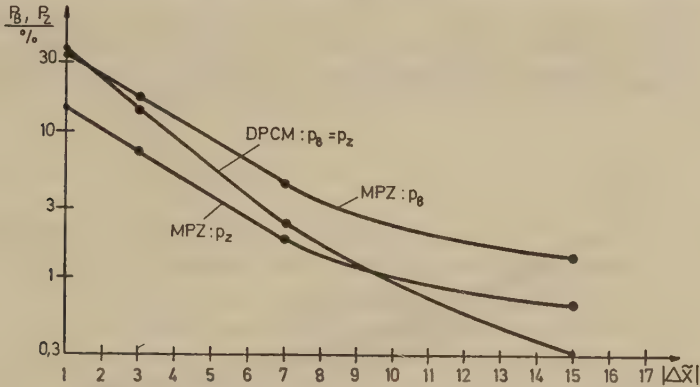


Abb. 6.11 Veränderung der Bedarfswahrscheinlichkeit p_B und Zuteilungswahrscheinlichkeit p_Z durch das MPZ-System in Abhängigkeit von der kompartiierten Differenz $\Delta \tilde{X}$ (4 Quellen, 1 Prioritätsklasse)

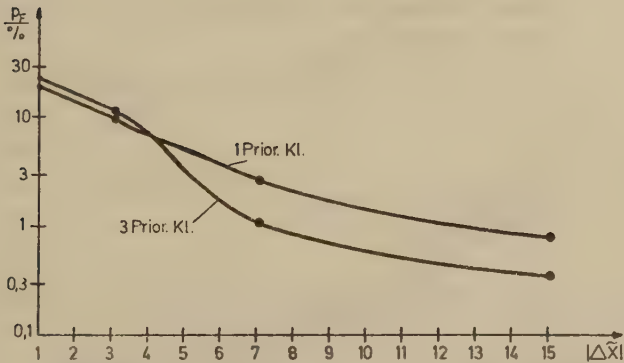


Abb. 6.12 Verteilung der MPZ-Fehler bei vier Quellen

signifikanter Unterschied zwischen einer und drei Prioritätsklassen. Nach Abb. 5.23 werden die Differenzen 1 und 3 in der Bedarfsanmeldung als klein, und 7 und 15 als groß gewertet.

Man sieht also, daß die Fehlerwahrscheinlichkeit der großen Differenzen bei drei Prioritätsklassen etwa auf die Hälfte sinkt. Da die Zuteilungswahrscheinlichkeit insgesamt nach Abb. 6.10 nicht weiter ansteigen kann, muß zum Ausgleich die Fehlerwahrscheinlichkeit für kleine Differenzen um denselben Betrag zunehmen. Auch dies ist in Abb. 6.12 zu erkennen. Die relative Fehlerzunahme der kleinen Differenzen ist aber gering.

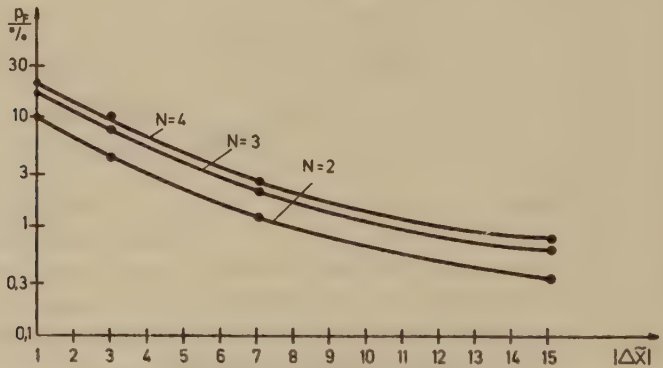


Abb. 6.13 Verlauf der Fehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit von der Zahl der Quellen N bei einer einzigen Prioritätsklasse

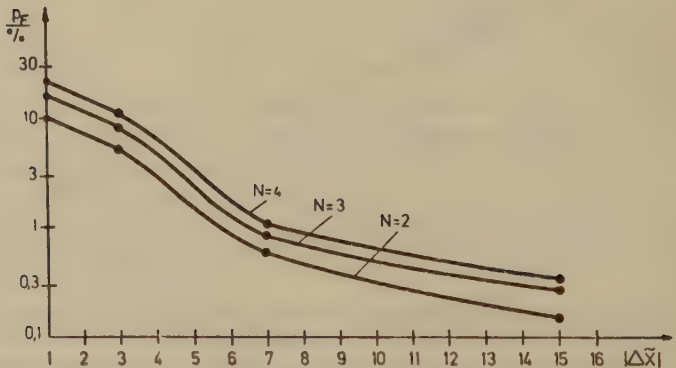


Abb. 6.14 Verlauf der Fehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit von der Zahl der Quellen N bei drei Prioritätsklassen

Wenn man die Zahl der konkurrierenden Quellen des Systems verkleinert, sinkt auch die Fehlerwahrscheinlichkeit. Dies bestätigen die Abb. 6.13 und 6.14 für eine bzw. drei Prioritätsklassen.

Neben der Fehlerwahrscheinlichkeit p_F , die ein absolutes Maß für die auftretenden Fehler darstellt, ist in Abb. 6.15 die relative Verlustwahrscheinlichkeit

$$p_V = \frac{p_F}{p_B}$$

eingetragen. Sie gibt die Wahrscheinlichkeit von Fehlern, bezogen auf die Bedarfs Wahrscheinlichkeit, an. Bei einer Prioritätsklasse bestätigt sich das Ergebnis von Abb. 6.11: 54 % bis 60 % aller Bedarfsanforderungen werden zurückgewiesen, unabhängig von der Größe der jeweiligen Differenz. Wenn die großen Differenzen bei drei Prioritätsklassen eine höhere Priorität erhalten, sinkt ihre Verlustwahrscheinlichkeit etwa auf die Hälfte ab. Dies läßt sich qualitativ auch in Abb. 6.12 erkennen.

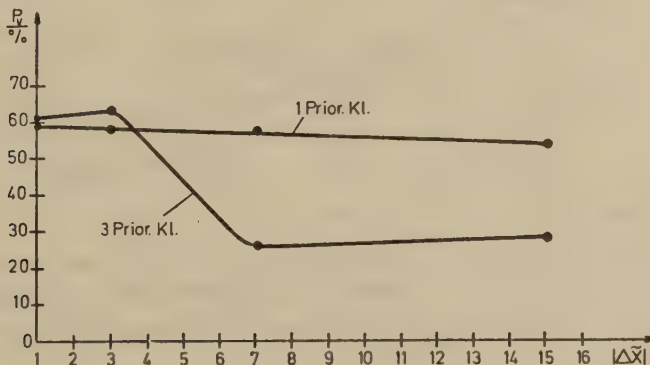


Abb. 6.15 Verteilung der relativen Verlustwahrscheinlichkeit bei vier Quellen

6.2.2 Der Signal-Störabstand

Eine Größe, die nicht nur die Häufigkeit von Störungen, sondern auch ihren Betrag berücksichtigt, ist der Signal-Störabstand. Er ist in Abb. 6.16 in Abhängigkeit von der Verlustwahrscheinlichkeit aufgetragen. Dabei wurde der durch das DPCM-System bedingte Beitrag zur Störleistung nicht berücksichtigt, um die Qualität des MPZ-Verfahrens allein beurteilen zu können. Wie man sieht, liegt der Signal-Störabstand bei den vorliegenden Verlustwahrscheinlichkeiten von 50 % - 60 % zwischen 20 dB und 25 dB und erhöht sich beim Übergang auf 3 Prioritätsklassen um ca. 6 dB. Die Ursache dafür ist, daß große Fehler in diesem Fall seltener auftreten. Ist die Zahl der Quellen kleiner als vier, verkleinert sich auch die Verlustwahrscheinlichkeit. Die entsprechenden Bereiche für zwei und drei Quellen sind in Abb. 6.16 zusätzlich eingezeichnet. Der Signal-Störabstand steigt bei 2 Quellen fast bis auf 40 dB an.

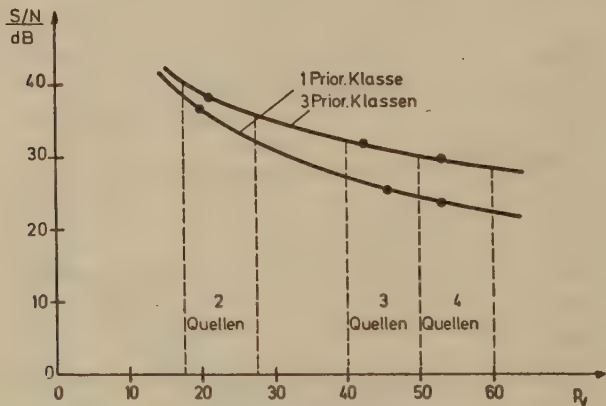


Abb. 6.16 Abhängigkeit des durch das MPZ-Verfahren bedingten Signal-Störabstandes von der Verlustwahrscheinlichkeit. Die angegebenen Bereiche für 2, 3 und 4 Quellen gelten für einen einzigen Übertragungskanal.

Der Signal-Störabstand eines Bildsignals gibt nur bedingt Aufschluß über die subjektive Bildqualität. Beim Übergang von einer auf drei Prioritätsklassen steigt der Signal-Störabstand aufgrund der MPZ-Fehler um 6 dB. Bei einer Verfeinerung der Quantisierung um den Faktor 2 steigt der Signal-Störabstand aufgrund des Quantisierungsgeräusches ebenfalls um 6 dB. Die subjektive Qualitätsverbesserung ist im ersten Fall jedoch bedeutend größer. Die objektive Messung der subjektiven Bildqualität ist eine schwierige Aufgabe [22], die bis heute nicht vollständig gelöst ist.

6.2.3 Der Datenreduktionsfaktor

Eine der wichtigsten Größen bei jedem Datenreduktionsverfahren ist der Reduktionsfaktor. In Abb. 6.17 sind die Bitzahlen an den verschiedenen Stellen des Senders eingetragen. Die vier

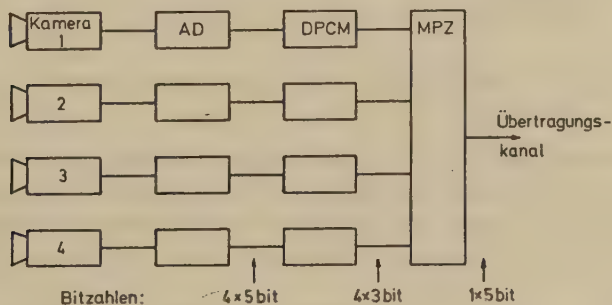


Abb. 6.17 In jedem Abtastzeitpunkt auftretende Bitzahlen
AD-Wandler liefern zusammen 20 bit bei jedem Abtastzeitpunkt. Am Ausgang der DPCM-Coder treten jeweils nur 12 bit auf. Sie besitzen demnach einen Datenreduktionsfaktor von

$$D_1 = \frac{20}{12} = 1,67 .$$

Der MPZ-Multiplexer liefert 5 bit in jedem Abtastzeitpunkt. Sein Reduktionsfaktor beträgt also

$$D_2 = \frac{12}{5} = 2,4 .$$

Der Datenreduktionsfaktor des ganzen Systems beträgt dann

$$D = D_1 \cdot D_2 = 1,67 \cdot 2,4 = 4 .$$

Die vorliegende Datenreduktion besteht allerdings nicht in einer reinen Redundanzreduktion, sondern die Entropie des Signals wird gleichzeitig verkleinert. Die Abb. 6.18 gibt einen Überblick wie sich die Datenreduktion auf die Redundanz- und Entropiereduktion aufteilt. Dabei wurde zur Entro-

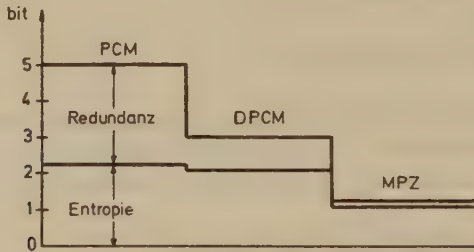


Abb. 6.18 Die verschiedenen Stufen der Datenreduktion im MPZ-System

pie-Berechnung eine Markoff-Quelle erster Ordnung zugrunde gelegt. Die wichtigsten Zahlenwerte sind in Abb. 6.19 zusammengestellt. Die besondere Qualität der DPCM-Technik liegt in ihrer niedrigen Entropieproduktion von nur 0,18 bit. Die

Verfahren	DPCM	MPZ	Zusammen
Datenreduktion in bit	2,00	1,75	3,75
Datenreduktionsfaktor	1,67	2,40	4,00
Entropiereduktion in bit	0,18	1,01	1,19
Entropiereduktionsfaktor	1,09	1,94	2,10
Redundanzreduktion in bit	1,82	0,74	2,56
Redundanzreduktionsfaktor	3,00	5,35	16,06
restliche Redundanz in bit	0,91	0,17	0,17

Abb. 6.19 Quantitative Zusammenstellung der Datenreduktion

besondere Stärke des MPZ-Verfahrens besteht in der niedrigem restlichen Redundanz von nur 0,17 bit. Vergleichbare Reduktionsfaktoren sind bisher nur bei Verfahren mit großen Pufferspeichern erreichbar. Auch die Datenrate von nur 1,25 bit pro Abtastwert ist mit speicherlosen Verfahren bisher nicht erreicht worden. Es muß allerdings zugegeben werden, daß die Bildqualität des MPZ-Verfahrens nicht so gut ist wie die von Verfahren mit Bildspeichern, die eine ähnliche Datenrate besitzen.

7 Ausblick

Nachdem in den vorangegangenen Kapiteln gezeigt wurde, worin die Möglichkeiten und Grenzen des realisierten MPZ-Systems liegen, wird hier diskutiert, welche Verbesserungsmöglichkeiten denkbar erscheinen.

Eine Verbesserung eines Datenreduktionsverfahrens kann drei verschiedene Ziele haben:

- 1.) Erhöhung der Übertragungsqualität
- 2.) Erhöhung des Reduktionsfaktors
- 3.) Verringerung des Aufwandes.

Diese Forderungen sind weitgehend widersprüchlich. In der Regel läßt sich ein Punkt nur auf Kosten der beiden anderen verbessern. Wo dabei der günstigste Kompromiß liegt, kann man nur bei einem konkreten Anwendungsfall entscheiden. Im Zusammenhang mit dem MPZ-Verfahren ist die Erhöhung der Übertragungsqualität sicher die wichtigste Frage. Welche Möglichkeiten sich dazu abzeichnen, soll im folgenden beschrieben werden.

Die naheliegendste Verbesserungsmöglichkeit besteht in einer Vergrößerung des Systems. Wenn man 8 Quellen auf 2 Übertragungskanäle konzentriert, wird die statistische Mittelung besser als bei dem vorliegenden System. Dadurch wird die Verlustwahrscheinlichkeit von Übertragungswerten allerdings kaum reduziert. Wie man Abb. 4.9 entnimmt, würde sie von 53 % lediglich auf 51 % sinken. Verbessern würde sich aber die Bildqualität dadurch, daß Werte mit hoher Priorität in noch stärkerem Maße als bisher vor solchen mit niedrigerer Priorität bevorzugt werden können, weil immer die beiden höchsten Prioritäten gleichzeitig die Zuteilung erhalten können. In Abb. 4.9 sieht man aber auch, daß der Reduktionsfaktor, der aufgrund des MPZ-Verfahrens entsteht, wegen der erhöhten Adresenlänge von 2,4 auf 2 sinkt. Um den alten Reduktionsfaktor zu erreichen, müßte man daher den Konzentrationsfaktor von

4 auf 5,5 erhöhen. Dadurch würde sich aber die Verlustwahrscheinlichkeit von 51 % auf 63 % erhöhen. Sie würde also größer als bei dem vorliegenden System, so daß sich im Endeffekt vermutlich keine bessere Bildqualität ergeben würde.

Um die aufwendige Adressenübertragung zu umgehen, wurde von Gerhäuser, Seitzer und Weitowitz [23] eine Variante des MPZ-Verfahrens vorgeschlagen, bei der die Empfänger aus der Vergangenheit rekonstruieren, welcher Übertragungswert zu welchem Empfänger gehört. Auf diese Weise kann die ganze Übertragungskapazität zur Codierung von Werten ausgenutzt werden. Man muß aber bedenken, daß die Adresse viel Information enthält. Sie gibt nicht nur an, von welcher Quelle die übertragene Differenz stammt, sondern gleichzeitig, daß die anderen Übertragungswerte Null sind. Eine derart effektive Codierung der Null ist mit keinem anderen Verfahren möglich. Eine Optimalcodierung würde mindestens 1 bit je Quelle benötigen, das PWA-Verfahren noch mehr. Die Adressen der vier Quellen sind bei den untersuchten Bildern nahezu gleich wahrscheinlich; sie stellen also eine redundanzfreie Nachricht dar.

Wenn es primär darum geht, die MPZ-Fehler zu vermeiden, erscheint es günstiger, ein DPCM-System im normalen Zeitmultiplex zu betreiben und anschließend eine Optimalcodierung vorzunehmen. Abb. 7.1 zeigt das Prinzip. Der benötigte Pufferspeicher kann in diesem Fall klein bleiben, weil der Datenfluß durch die Scharmittlung schon zum Teil geglättet

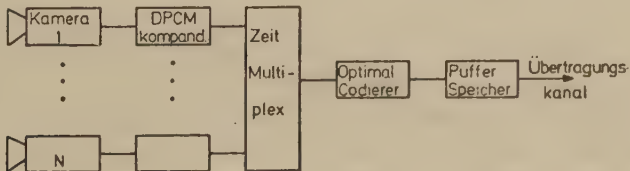


Abb. 7.1 Zeitmultiplex-System mit Optimalcodierung

wird. Wie groß die mittlere Wortlänge in diesem Fall wird, ist in Abb. 7.2 dargestellt. Ausgehend von der gemessenen Differenzstatistik des komprimierten DPCM-Signals für ein mittleres Bild wurde der zugehörige Optimalcode konstruiert und daraus die mittlere Wortlänge berechnet. Wie der Vergleich zeigt, ist sie nur wenig größer als die Entropie des Signals. Der Reduktionsfaktor aufgrund der Optimalcodierung ist mit 1,4 zwar kleiner als der des MPZ-Verfahrens, dafür treten aber keine Fehler auf..

Differenz	Wahrscheinlichkeit	Entropie	Optimalcode	Mittlere Wortlänge
	%	bit		bit
0	47,5	0,510	0	0,475
+ 1	17,9	0,444	0 1	0,358
- 1	17,9	0,444	0 1 1	0,537
+ 3	7,0	0,269	0 1 1 1	0,280
- 3	7,0	0,269	0 1 1 1 1	0,350
+ 7	1,2	0,077	0 1 1 1 1 1	0,072
- 7	1,2	0,077	0 1 1 1 1 1 1	0,084
+ 15	0,16	0,015	0 1 1 1 1 1 1 1	0,013
- 15	0,16	0,015	1 1 1 1 1 1 1 1	0,013
	100 %	2,12 bit		2,18 bit

Abb. 7.2 Datenreduktion bei Optimalcodierung

Wie in Abb. 6.18 gezeigt, ist die Datenrate beim MPZ-Verfahren nur geringfügig größer als die Entropie des Signals. Möchte man höhere Reduktionsfaktoren erreichen, muß man demnach die Entropie verkleinern. Das ist dadurch möglich, daß man in größerem Maße die zeitlichen statistischen Bindungen des Bildsignals auflöst, als das bei der normalen DPCM-Technik der Fall ist. Der nächste Schritt auf diesem Wege ist, außer dem linken Nachbarpunkt auch Punkte der darüberliegenden Zeile zur Prädiktion mit heranzuziehen.

Abb. 7.3 zeigt den Punkt X, der als nächster übertragen werden soll, und die zur Prädiktion besonders interessanten Nachbarpunkte A, B, C, und D desselben Halbbildes. Es wurden eine Rei-

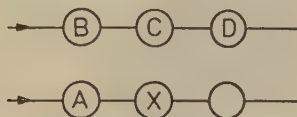


Abb. 7.3 Bezeichnung der für die Vorhersage von X in Betracht gezogenen Punkte

he von Algorithmen vorgeschlagen [11][24], die alle einen Kompromiß zwischen der Qualität der Prädiktion und dem technischen Aufwand für die Realisierung darstellen:

$$\begin{aligned}\hat{X} &= 0,5 A + 0,5 D \\ \hat{X} &= A + 0,5 C - 0,5 B \\ \hat{X} &= 0,75 A + 0,75 C - 0,5 B\end{aligned}$$

Obwohl die Koeffizienten alle relativ weit von den Optimalwerten entfernt sind, die sich aus der Autokorrelationsfunktion ergeben, erhält man bei allen Algorithmen bessere Vorhersagen als bei einfacher DPCM-Technik.

Darüber hinaus ergeben sich bei der zweidimensionalen Prädiktion noch weitere ganz spezielle Vorteile, wenn man sie in Verbindung mit dem MPZ-Verfahren einsetzt. Wenn alle Gewichte, mit denen die beteiligten Punkte in die Prädiktion eingehen, kleiner als Eins sind, ist der betreffende Algorithmus fehlervergeßend. In diesem Fall bleiben Übertragungsfehler nicht bis zu einer Korrekturübertragung bestehen, sondern verschwinden von selbst. Dies konnte mit einem entsprechenden Prädiktor von Bauer [25] auch experimentell bestätigt werden.

Abb. 7.4 zeigt zwei Bilder mit gleich starken MPZ-Störungen bei DPCM-Technik ($\hat{X} = A$) und bei zweidimensionaler Prädiktion nach dem Algorithmus $\hat{X} = 0,5 A + 0,5 D$. Man erkennt, daß die MPZ-Fehler im zweiten Fall kleine Flecke im Bild verursachen,

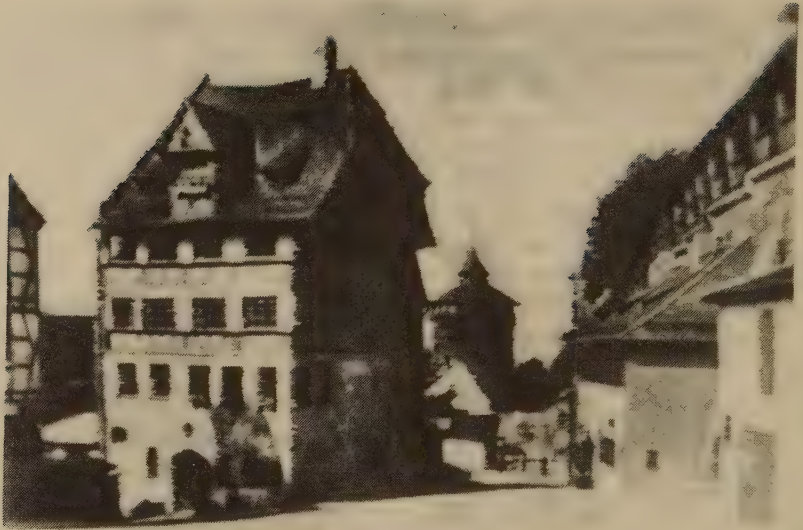


Abb. 7.4 Verbesserung der MPZ-Qualität durch zweidimensionale Prädiktion. Algorithmus: oben $\hat{x} = A$, unten $\hat{x} = 0,5 A + 0,5 D$

die weniger stören als die Streifen im ersten Fall. Daher erscheint eine derartige zweidimensionale Prädiktion als die beste Möglichkeit zur Verbesserung des MPZ-Verfahrens. Eine Bestätigung durch weitere experimentelle und subjektive Untersuchungen steht noch aus.

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein neues Verfahren zur Datenreduktion von digitalen Bildsignalen beschrieben. Die ersten Kapitel repräsentieren die theoretischen Grundlagen und den Stand der Technik. Dann wird das Prinzip des neuen Verfahrens dargestellt und untersucht, unter welchen Bedingungen es am leistungsfähigsten arbeitet. Einen breiten Raum nimmt die schaltungstechnische Realisierung in Anspruch. Dabei werden die besonderen Probleme behandelt, die durch die hohen Anforderungen an die Verarbeitungsgeschwindigkeit entstehen. Es folgt die Zusammenstellung der Ergebnisse, sowohl in der Form von Fernsehbildern als auch in einer Diskussion der statistischen Messungen. Darauf aufbauend zeigt das letzte Kapitel einige Möglichkeiten zur Verbesserung des Verfahrens.

Der experimentelle Aufbau wurde so gestaltet, daß sich verschiedene Strategien leicht wechseln lassen, um die Eigenschaften des neuen Verfahrens kennenzulernen und die optimale Einstellung zu ermitteln. Es zeigt sich, daß das untersuchte Verfahren die Übertragung von Bildern mit einem Signal-Störabstand von 30 dB ermöglicht, wenn bildabhängige Kriterien mit in die Strategie eingehen. Gegenüber anderen Verfahren, die ebenfalls nur einen Übertragungsbedarf von 1,25 bit je Abtastzeitpunkt besitzen, zeichnet es sich durch einen besonders geringen Bedarf an Speichern aus. Daher ist es potentiell preisgünstig und erfüllt damit eine wichtige Voraussetzung für den Einsatz in der Praxis.

Literaturverzeichnis

- [1] Gallager, R. G.: Information Theory and Reliable Communication. New York, London, Sydney, Toronto: J. Wiley and Sons, Inc., 1968
- [2] Peterson, W. W.; Weldon, E. J.: Error-Correcting Codes. Cambridge, London: MIT Press, 1972
- [3] Berlekamp, E. R.: Algebraic Coding Theory. New York, St. Louis, San Francisco: McGraw-Hill, 1968
- [4] Shouten, J. F.: Nachricht und Signal. Nachrichtentechnische Fachberichte Bd. 6 (1957), S. II, 1-2
- [5] Pratt, W. K.: Bibliography on Digital Image Processing and Related Topics. University of Southern California Engineering Report 453, 1973
- [6] Steinbuch, K., Rupprecht, W.: Nachrichtentechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1973
- [7] Musmann, H. G.: Über redundanzreduzierende Quellencodierung. Deutsche Luft- und Raumfahrt FB 70-56, 1970
- [8] Fano, R. M.: Informationsübertragung. München, Wien: Oldenbourg 1966, S. 60-67
- [9] Arp, H.: Exact Models for Predicting Picture Signals Concerning Adaptive DPCM-Transmission. Vortrag "1974 Picture Coding Symposium", Goslar
- [10] Shannon, C. E.: Coding Theorem for a Discrete Source with a Fidelity Criterion. McGraw-Hill, Information and Decision Processes, 1960
- [11] Musmann, H. G.: A Comparison of Extended Differential Coding Schemes for Video Signals. Proc. Internat. Zürich Seminar on Digital Communications, 1974, S. C1, 1-7

- [12] Seitzer, D., Closs, F., Stucki, P.: An experimental approach to video bandwidth compression by multiplexing. IEEE Trans. Commun. Techn. Bd. 18 (1969), S. 564 - 568
- [13] Seitzer, D.: Instantaneous Priority Multiplexing of Gray Pictures. IEEE Trans. Commun. Techn. Bd. 18 (1970), S. 690-692
- [14] Stucki, P.: Adressencodierte synchrone Multiplexverfahren zur wirksamen Übertragung digitaler Bildsignale. ETH Zürich, Diss. Nr. 4516, 1970
- [15] Weitowitz, R.: Ein redundanzminderndes Sprachmultiplexverfahren mit momentaner Prioritätszuteilung. Proc. Internat. Zürich Seminar on Digital Communications, 1974, S. A3, 1-6
- [16] Blood, W. R.: MECL system design handbook. Handbuch der Firma Motorola, Phoenix, Arizona, 2. Aufl., 1972
- [17] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 3. Aufl., 1974
- [18] Graham, R. E.: Predictive Quantizing of Television Signals. IRE Wescon Conv. Record, part 4, 1958 S. 147-157
- [19] Whitesitt, J. E.: Boolesche Algebra und ihre Anwendung. Braunschweig: Vieweg, 1964
- [20] Closs, F. H.: Multiplex-Einrichtung. Patentschrift Nr. 488 345, Schweiz, 1970
- [21] Clare, C. R.: Design of Algorithmic State Machines. Seminar bei der Firma Hewlett Packard, Böblingen, 1970

- [22] Prosser, R. D., Allnatt, J. W., Lewis, N. W.: Quality Grading of Impaired Television Pictures. Proc. IEE Bd. 111, S. 491-502, 1964
- [23] Gerhäuser, H., Seitzer, D., Woitowitz, R.: Zeitmultiplexverfahren mit prädiktionsgesteuerter Wortaufteilung (PWA). NTZ 28 (1975), H. 1, S. 25-27
- [24] Lippmann, R.: Transmission Error Correction in Extended DPCM Picture Coding. Picture Coding Symposium, Goslar, 26. - 28. 8. 1974
- [25] Bauer, N.: Bandbreitenreduktion von Videosignalen mittels DPCM-Codierung. Diplomarbeit am Institut für Technische Elektronik der Universität Erlangen-Nürnberg, 1974

L e b e n s l a u f

20. 3. 1946	Geburt in Köln
Vater:	Dr. Ernst Tietze, Chemiker
Mutter:	Dr. Thusnelde Tietze, geb. Hesse, Chemiker
1952 - 1956	Volksschule in Wahlscheid/Agger
1956 - 1965	Höhere Schule in Siegburg, Köln und Tübingen
1965	Praktikum am Max Planck-Institut für Kybernetik
1965 - 1970	Studium der Physik an der Universität Stuttgart Diplomarbeit: Entwicklung eines miniaturisierbaren Elektrokardiographen
1970 - 1971	Mitarbeiter bei der Firma Hewlett-Packard, Böblingen. Tätigkeit: Entwicklung elektromedizinischer Geräte
seit 1971	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Technische Elektronik der Universität Erlangen-Nürnberg.

Copie - Center 2000
852 ERLANGEN · Obere Karlstr. 30